

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

Rec'd PCT/PTO 04 OCT 2004

(43) 国際公開日
2003年10月9日 (09.10.2003)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 03/084050 A1(51) 国際特許分類⁷: H02P 21/00

(21) 国際出願番号: PCT/JP03/03741

(22) 国際出願日: 2003年3月26日 (26.03.2003)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願2002-100259 2002年4月2日 (02.04.2002) JP(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社
安川電機 (KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI)
[JP/JP]; 〒806-0004 福岡県 北九州市 八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川
電機内 Fukuoka (JP).

(HA,Jung-Ik) [KR/JP]; 〒806-0004 福岡県 北九州市 八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP). 井手 耕三 (IDE,Kozo) [JP/JP]; 〒806-0004 福岡県 北九州市 八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP).

(74) 代理人: 小栗 昌平, 外(OGURI,Shohei et al.); 〒107-6028 東京都 港区 赤坂一丁目12番32号 アーク森ビル28階 栄光特許事務所 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (国内): CN, KR, US.

(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR).

(72) 発明者; および

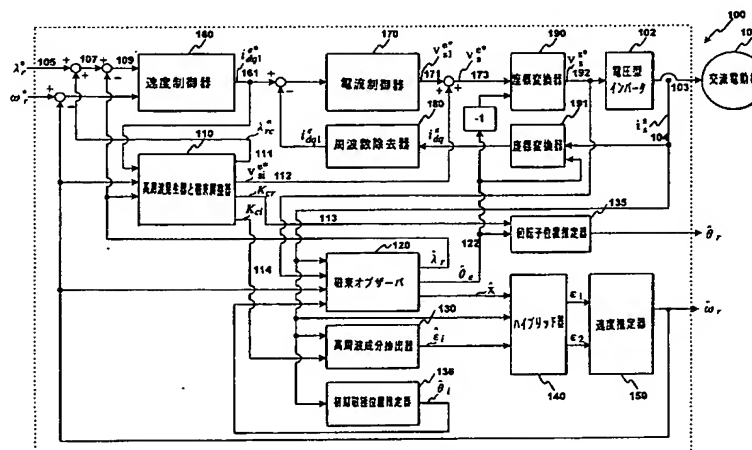
添付公開書類:

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): ハジュンイク — 国際調査報告書

[続葉有]

(54) Title: SENSORLESS CONTROLLER OF AC MOTOR AND CONTROL METHOD

(54) 発明の名称: 交流電動機のセンサレス制御装置および制御方法



110...HIGH-FREQUENCY GENERATOR AND MAGNETIC FLUX ADJUSTER
160...SPEED CONTROLLER
170...CURRENT CONTROLLER
180...FREQUENCY ELIMINATOR
120...MAGNETIC FLUX OBSERVER
130...HIGH-FREQUENCY COMPONENT EXTRACTOR
135...INITIAL MAGNETIC POLE POSITION ESTIMATOR
140...HYBRIDIZER
150...SPEED ESTIMATOR
135...ROTOR POSITION ESTIMATOR
191...COORDINATE CONVERTER
192...COORDINATE CONVERTER
102...VOLTAGE TYPE INVERTER
101...AC MOTOR

(57) Abstract: A sensorless controller of an AC motor which is controlled stable over the whole drive range including zero speed and zero output frequency regions. This sensorless controller comprises a high-frequency generator (110) for superposing a high-frequency signal on an estimated magnetic flux axis, a high-frequency component extractor (130) for extracting an error signal at a flux position from the voltage/current sense signal of the same frequency component as the high-frequency signal, a magnetic flux

[続葉有]



WO 03/084050 A1



2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

observer (120) for estimating the size and the position of a magnetic flux, a first adaptive adjuster for adaptively adjust the error signal on the high-frequency superposition side, a second adaptive adjuster for adaptively adjust the error signal on the magnetic flux observer side, a mixer (140) for selecting the first adaptive adjuster at an ultralow speed, first and second adaptive adjuster at a low speed, and the second adaptive adjuster at a high speed according to the speed, and a speed estimator (150) for estimating the speed from the mixer output.

(57) 要約: 本発明の課題は、ゼロ速度、ゼロ出力周波数領域を含む全ての駆動範囲で安定制御が可能な交流電動機のセンサレス制御装置を提供する。本発明は、推定磁束軸に高周波信号を重畳する高周波発生器(110)と、磁束位置の誤差信号を高周波信号と同じ周波数成分の電圧、電流検出信号から抽出する高周波成分抽出器(130)と、磁束の大きさと位置を推定する磁束観測器(120)と、高周波重畳側の誤差信号を適応的に調整する第1の適応調整器と、磁束観測器側の誤差信号を適応的に調整する第2の適応調整器と、極低速時には第1の適応調整器を、低速時には第1、2の適応調整器を、高速時には第2の適応調整器を、速度に応じて切り替える混成器(140)と、混成器出力から速度を推定する速度推定器(150)を備えている。

明 細 書

交流電動機のセンサレス制御装置および制御方法

<技術分野>

本発明は、同期電動機や誘導電動機などの交流電動機の位置および速度センサを用いずにゼロ速度、ゼロ出力周波数領域を含むすべての駆動範囲において、安定なトルク、速度、位置制御を実現するセンサレス制御方法およびその制御装置に関するものである。

<背景技術>

従来、速度センサが取り付けられない環境下あるいは、制御システムの低コスト化の目的において、速度センサレス制御が様々な用途に使われている。現在、高速応答性の必要のない用途においては、V/F制御が採用されているが、高速応答性を必要とする用途にはセンサレスベクトル制御が使われる。センサレスベクトル制御は、位置および速度センサを用いずに速度を推定し、センサ付制御と同様にトルク、速度制御を実現する制御である。同期電動機等の速度推定方法としては、回転に応じて発生する誘起電圧を利用するもの（誘起電圧法）が主として採用されている。誘起電圧法の他に状態観測器を用いる方法がある「Lang, U. S. Pat. No. 5,296,793, issued March. 22, 1994」。その手法は、同期電動機の相電圧と相電流を検出し、電動機の電気機械方程式に基づく数式モデルで構成された状態観測器に入力し、同期電動機の回転子の位相角を推定するものであった。また、ブラシレス DC モータの電圧・電流方程式に基づくセンサレス制御が、「Matsui 他, “Sensorless operation of brushless DC motor drives,” Proc. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, vol.2, pp. 739-744, 1993」で報告されている。しかしながら、これらの手法は電動機モデルで構成されているため、電動機パラメータの変動に対して感度が高く、電圧誤差に対して制御劣化を起こすといった問題があった。

そのため、特に誘起電圧が低いゼロ速度を含む極低速領域での速度推定は不可能であった。

ゼロ速度を含む極低速での速度推定する場合は、電動機の磁気突極性を利用する方法がある。電動機の出力周波数以外の周波数成分を持つ電圧あるいは電流信号を電動機に印加して、磁気突極性による固定子巻線のインダクタンスあるいはインピーダンスの変化を観測して位置および速度を検出するものである。

この一つの方法に、「Ogasawara 他, “Implementation and position control performance of a position sensorless IPM motor drive system based on magnetic saliency,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, pp. 806-812, Jul./Aug. 1998.」がある。この手法は、電圧信号を用いて短いサンプリング時間でインダクタンスを検出するため、パラメータ変動や観測ノイズに影響を受けやすいという問題がある。別の手法として、電動機の回転数に同期して回転する高周波信号を用いて、磁束位置を観測する「Jansen 他, “Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, pp. 240-247, Mar/Apr. 1995.」がある。しかしながら電動機の回転数に同期して回転する高周波信号を用いるために動特性が制限されることになる。その他、誘導電動機に高周波を重畳して速度推定をする方法として、「Ha 他, Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, pp. 45-51, Jan/Feb. 1999.」があつて、この手法は同期電動機にも適用できる。リラクタンスモータに適用した例として、「Ha 他, Position-controlled synchronous reluctance motor without any rotational,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 35, pp. 1393-1398, Nov./Dec. 1999.」があり、永久磁石内部埋込形電動機に適用したものとして、「Ha 他, Sensorless position control and initial position estimation of an interior permanent magnet,” Proc. IEEE Industry Applications Conference, 2001.」がある。

この手法は、高周波を重畳して電動機の一次電圧と電流から磁束の位置を推定するものである。重畳する信号は出力周波数と同期して回転する磁束軸上に重畳

されるもので、先に示した電動機の回転数に同期して回転する高周波信号とは異なる方法であって、重畳周波数はインバータ出力周波数とは独立した周波数である。磁束位置の推定は、磁気突極性を生じた高周波インピーダンスを抽出することにより可能となる。磁束軸に高周波を重畳したために比較的トルクリップルが少なくなり、騒音も低減される。本手法によって、ゼロ速度、ゼロ出力周波数でトルク、速度、および、位置制御を実現できる。

また、誘導電動機の世界推定とベクトル制御方法の例としては、「Schauder, U. S. Pat. No. 4,862,054, issued Aug. 29, 1989」がある。そこでは、電動機の電気回路方程式に基づく2つの規範モデルを搭載している。一つは電動機の一次側方程式に基づく電圧モデル、もう一つは二次側方程式に基づく電流モデルである。各々のモデルは直交座標系において構成されている。速度推定は、各々のモデルから計算された二つの磁束の偏差がゼロになるようにPI制御器を用いて適応的に推定している。また、磁束観測器（磁束オブザーバ）を用いて、速度を適応的に推定する手法が、「Kubota et al. , “Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation,” IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 5, pp. 1219-1224, Sep./Oct. 1994,」にて報告されている。この文献においては、磁束推定と同時にオブザーバのトルク誤差に相当するオブザーバとシステムとの出力誤差と磁束推定値との外積値をゼロにするように適応的に速度を推定する手法が提案されている。

しかしながら、これらの手法は電動機モデルで構成されているため、電動機パラメータの変動に対して感度が高く、電圧誤差に対して制御劣化を起こすといった問題があった。特に、ゼロ速度、ゼロ出力周波領域では不安定になりやすかった。センサレス制御の安定問題についての調査が「Harnefors, “Instability Phenomena and Remedies in Sensorless Indirect Field Oriented Control,” IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 15, No. 4, pp. 733-743, July, 2000,」と「Sugimoto et al., “A Consideration about Stability of Vector Controlled Induction Motor Systems Using Adaptive Secondary Flux Observer,” Trans. of IEE Japan, Vol. 119-10, No. 10, pp.1212-1222, 1999.」において報告されている。

このゼロ速度、ゼロ出力周波数領域でのセンサレス制御の課題を解決する一つの方法が、「Sul et al., “Sensorless Field Orientation Control Method of an Induction Machine by High Frequency Signal Injection,” U.S. Pat. No. 5,886,498, issued Mar. 23, 1999.」にて提案されている。そこでは、同期電動機の場合と同様に、高周波を重畳して電動機の一次電圧と電流から二次磁束の位置を推定するものである。重畳する信号は出力周波数と同期して回転する磁束軸上に重畳されるもので、重畳周波数は出力周波数とは独立した周波数である。磁束位置の推定は、磁氣的に突極性を生じた高周波インピーダンスを抽出することにより可能となる。その磁気突極性の原理については、「Ha et al., “Physical understanding of high frequency injection method to sensorless drives of an induction machine,” Proc. IEEE Industry Applications Conference, Vol. 3, pp. 1802-1808, 2000.」において調査されており、そこでは、有限要素法により高周波重畳によって引き起こされる物理現象について解説し、さらにゼロ速度、ゼロ出力周波で、安定なセンサレス制御方法を提案している。なお、ここで磁気突極性とは、磁束方向や回転子位置によってインダクタンスが異なる性質を言う。

しかしながら、その手法にも次のような問題点が存在する。一つは基本電圧に対して高周波を重畳しているため電圧が制限されるところでは使用できない、すなわち、制御領域が制限されることである。もう一つには誘起電圧に基づく電動機モデルとは異なる近似された高周波モデルを基本とする磁束位置推定方法であるために、高周波を重畳することによる電圧誤差やノイズといったトルク振動要素を生じる問題がある。

そこで、本発明は、高周波を重畳しても電圧誤差やノイズといったトルク振動要素を生じることが無く、ゼロ速度、ゼロ出力周波数領域を含むすべての駆動範囲において、安定なトルク、速度、位置制御を実現する交流電動機のセンサレス制御装置および制御方法を提供することを目的としている。

<発明の開示>

上記目的を達成するため、請求項1に記載の発明は、位置および速度センサを

用いずに同期電動機の磁束位置の推定位置に基づき電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって同期電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御装置において、電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する高周波発生器と、主磁束による磁気飽和あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、前記高周波信号と同じ周波数成分の電圧あるいは電流検出信号から抽出する高周波成分抽出器と、電動機入力電圧、検出電流および速度推定値から磁束の大きさと位置を推定する磁束観測器と、前記高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する第1の適応調整器と、前記磁束観測器内で磁束推定値と観測器出力の誤差値から計算される誤差信号を適応的に調整する第2の適応調整器と、極低速時には前記第1の適応調整器、低速時には前記第1および第2の適応調整器および高速時には第2の適応調整器を速度に応じて切替える混成器と、前記混成器出力値から速度推定値を生成する速度推定器と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項2に記載の発明は、請求項1記載の交流電動機のセンサレス制御装置において、磁束レベルの調整と高周波領域における電動機物理量の磁気突極性の調整と効率の調整とを目的とする磁束調整器と、推定磁束、推定回転子速度および推定回転子位置において生ずる推定誤差を補正する推定誤差補正器と、磁束観測器から推定された磁束から磁束の位置を計算する磁束位置演算器と、推定された磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離しそれぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する電流制御器と、推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する速度制御器と、起動時前に初期磁極位置を推定する初期磁極位置推定器と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項3に記載の発明は、前記高周波発生器は、磁束の回転速度あるいは回転子速度に応じて重畳する高周波信号を調整する装置を備えたことを特徴としている。

また、請求項 4 に記載の発明は、前記高周波発生器は、高周波信号を電圧指令値に重畳することを特徴としている。

また、請求項 5 に記載の発明は、前記高周波発生器は、高周波信号を電流指令値に重畳することを特徴としている。

また、請求項 6 に記載の発明は、前記磁束観測器は、出力周波数あるいは速度に応じて前記高周波信号を電動機入力電圧から除去する機能を備えたことを特徴としている。

また、請求項 7 に記載の発明は、前記高周波成分抽出器において得られる磁束位置の誤差信号が、重畳した高周波領域のインピーダンスあるいはアドミッタンスに基づくことを特徴としている。

また、請求項 8 に記載の発明は、前記混成器は、ゼロ速度を含む極低速領域において前記第 2 の適応調整器の出力を除去する機能と、中高速領域において前記第 1 の適応調整器の出力を除去する機能を備えたことを特徴としている。

また、請求項 9 に記載の発明は、前記速度推定器は、混成器の出力値である誤差信号をゼロにするように適応的に速度を推定することを特徴としている。

また、請求項 10 に記載の発明は、前記磁束調整器は、電動機特性すなわち高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を維持できるところおよび高効率になるところに磁束レベルを調整し、前記推定誤差補正器は、高周波における磁気突極性が低下した場合に生ずる推定磁束、推定回転子速度および推定回転子位置誤差を補正することを特徴としている。

また、請求項 11 に記載の発明は、前記電流制御器は、前記重畳する高周波信号が電圧の場合には帰還される電流から重畳高周波成分を除去する機能を備え、前記重畳する高周波信号が電流の場合場合には制御器の応答周波数が重畳周波数成分より高く設定されることを特徴としている。

また、請求項 12 に記載の発明は、前記初期磁極位置推定器は、前記重畳高周波の 2 の N 乗倍 ($N = -1, 1, 2, 3, \dots, n$) の高調波のうち少なくとも一つの周波数を抽出する信号処理部を備え、磁極の N 極か S 極かを判別することを特徴としている。

また、請求項 1 3 に記載の発明は、位置および速度センサを用いずに同期電動機の磁束位置の推定位置に基づき、電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって同期電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御装置において、電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する手段と、主磁束によ

また、請求項 1 4 に記載の発明は、請求項 1 3 に記載の交流電動機のセンサレス制御方法において、高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を維持し高効率を維持するために磁束を調整する手段と、推定磁束、推定回転子速度および推定回転子位置において生ずる推定誤差を補正する推定誤差補正器と、磁束観測器から推定された磁束ベクトルから磁束の位置を計算する手段と、推定された磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離しそれぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する手段と、推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値、あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する手段と、起動時前に磁極の N 極か S 極かを判別する初期磁極推定手段と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項 1 5 に記載の発明は、前記適応則手段を速度に応じて切り替える手段は、ゼロ速度、ゼロ周波数を含む極低速領域において前記第 2 の適応則手段の出力信号を除去する機能と、中高速領域において前記第 1 の適応則手段の出力信号を除去する機能と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項 1 6 に記載の発明は、前記電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を抽出する手段は、使用する電動機物理量が、電動機入力電圧指令値と検出電流あるいは検出電圧と検出電流であることを特徴としている。

また、請求項 1 7 に記載の発明は、前記高周波を重畳する手段は、出力周波数あるいは速度に応じて重畳する高周波信号を調整する手段を備えたことを特徴としている。

また、請求項 1 8 に記載の発明は、前記磁束を調整する手段は、ゼロ速度とゼ

ロ周波数を含む極低速時に、電動機の固有の特性に応じて磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整し、また、負荷によって生ずる磁束位置の誤差は高周波を重畳する磁束位置で調整するものであり、その調整手段は推定誤差と固定子（一次）電流あるいは指令電流によって調整することを特徴する請求項 14 記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

また、請求項 19 に記載の発明は、前記初期磁極推定手段は、重畳高周波の 2 の N 乗倍（ $N = -1, 1, 2, 3, \dots, n$ ）の高調波のうち少なくとも一つの周波数を抽出する信号処理部を備え、磁極の N 極か S 極かを判別することを特徴としている。

また、請求項 20 に記載の発明は、速度センサを用いずに誘導電動機の磁束位置の推定値に基づき電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって誘導電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御装置において、電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する高周波発生器と、主磁束による磁気飽和あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、前記高周波信号と同じ周波数成分の電圧あるいは電流検出信号から抽出する高周波成分抽出器と、電動機入力電圧、検出電流および速度推定値から磁束の大きさと位置を推定する磁束観測器と、前記高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する第 3 の適応調整器と、前記磁束観測器内で磁束推定値と観測器出力の誤差値から計算される誤差信号を適応的に調整する第 4 の適応調整器と、極低速時には前記第 3 の適応調整器、低速時には前記第 3 および第 4 の適応調整器および高速時には第 4 の適応調整器を速度に応じて切替える混成器と、前記混成器出力値から速度推定値を生成する速度推定器と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項 21 に記載の発明は、請求項 20 記載の交流電動機のセンサレス制御装置において、高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を調整するために磁束指令と高周波信号を重畳する磁束位置を調整する磁束調整器と、磁束観測器から推定された磁束から磁束の位置を計算する磁束位置演算器と、計算され

た磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離しそれぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する電流制御器と、推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する速度制御器と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項 22 に記載の発明は、前記高周波発生器は、出力周波数あるいは速度に応じて重畳する高周波信号を調整する装置を備えたことを特徴としている。

また、請求項 23 に記載の発明は、前記高周波発生器は、高周波信号を電圧指令値に重畳することを特徴としている。

また、請求項 24 に記載の発明は、前記高周波発生器は、高周波信号を電流指令値に重畳することを特徴としている。

また、請求項 25 に記載の発明は、前記磁束観測器は、出力周波数あるいは速度に応じて前記高周波信号を電動機入力電圧から除去する機能を備えたことを特徴としている。

また、請求項 26 に記載の発明は、前記高周波成分抽出器において得られる磁束位置の誤差信号が、重畳した高周波領域のインピーダンスあるいはアドミッタンスに基づくことを特徴としている。

また、請求項 27 に記載の発明は、前記混成器は、ゼロ速度、ゼロ周波数を含む極低速領域において前記第 4 の適応調整器の出力を除去する機能と、中高速領域において前記第 3 の適応調整器の出力を除去する機能を備えたことを特徴としている。

また、請求項 28 に記載の発明は、前記速度推定器は、混成器の出力値である誤差信号をゼロにするように適応的に速度を推定することを特徴としている。

また、請求項 29 に記載の発明は、前記磁束調整器は、電動機の固有の特性に応じて磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整する機能と、負荷によって生じる磁束位置の誤差を、高周波を重畳する磁束位置で調整する機能とを備えたことを特徴としている。

また、請求項 30 に記載の発明は、前記電流制御器は、前記重畳する高周波信

号が電圧の場合には、帰還される電流から重畳周波数成分を除去する機能を備え、前記重畳する高周波信号が電流の場合には、制御器の応答周波数が重畳周波数成分より高く設定されることを特徴としている。

また、請求項 3 1 に記載の発明は、速度センサを用いずに誘導電動機の磁束位置の推定値に基づき電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって誘導電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御方法において、電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する手段と、主磁束による磁気飽和、あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、前記高周波信号と同じ周波数成分の電圧、あるいは電流検出信号から抽出する手段と、電動機入力電圧、検出電流、推定速度から磁束の大きさと位置を磁束観測器で推定する手段と、前記高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する第 3 の適応則手段と、前記磁束観測器内で磁束推定値と観測器出力の誤差値とで計算される誤差信号を適応的に調整する第 4 の適応則手段と、前記第 1 および第 2 の適応則手段を速度、あるいは出力周波数で切り替える手段と、前記適応則手段の出力信号から速度を推定する手段と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項 3 2 に記載の発明は、請求項 3 1 記載の交流電動機のセンサレス制御方法において、高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を調整するために磁束を調整する手段と、磁束観測器から推定された磁束から磁束の位置を計算する手段と、計算された磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離し、それぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する手段と、推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値、あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する手段と、を備えたことを特徴としている。

また、請求項 3 3 に記載の発明は、前記適応則手段を切り替える手段は、ゼロ速度ゼロ周波数を含む極低速領域において前記第 4 の適応則手段の出力信号を除

去する機能と、中高速領域において前記第 3 の適応則手段の出力信号を除去する機能を備えたことを特徴としている。

また、請求項 3 4 に記載の発明は、前記電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を抽出する手段および前記磁束の大きさと位置を磁束観測器で推定する手段は、使用する電動機物理量が電動機入力電圧指令値と検出電流、あるいは検出電圧と検出電流であることを特徴としている。

また、請求項 3 5 に記載の発明は、請求項 1 2 記載の速度センサレス制御において、前記高周波を重畳する手段は、出力周波数あるいは速度に応じて重畳する高周波信号を調整する手段を備えたことを特徴としている。

また、請求項 3 6 に記載の発明は、ゼロ速度とゼロ周波数を含む極低速時に電動機の固有の特性に応じて磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整し、また、負荷によって生じる磁束位置の誤差は高周波を重畳する磁束位置で調整するものであり、その調整手段は推定速度と固定子（一次）電流、あるいは指令電流によることを特徴としている。

<図面の簡単な説明>

図 1 は、本発明の第 1 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 2 は、図 1 に示す磁束オブザーバの詳細を示す図である。

図 3 は、図 1 に示す高周波成分抽出器の詳細を示す図である。

図 4 は、図 1 に示すハイブリッド器と速度推定器の詳細を示す図である。

図 5 は、図 1 に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

図 6 は、図 1 に示す交流電動機の高周波領域のインピーダンスと運転周波数の関係を示す図である。

図 7 は、図 1 に示す交流電動機の高周波領域のインピーダンスと負荷の関係を示す図である。

図 8 は、本発明の第 2 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 9 は、図 8 に示す高周波成分抽出器の詳細を示す図である。

図 10 は、図 8 に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

図 11 は、図 8 に示す初期磁極推定器において電圧高周波を重畳した場合の 2 倍周波の特性を示す図である。

図 12 は、図 8 に示す初期磁極推定器の説明図である。

図 13 は、本発明の第 3 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 14 は、図 13 に示す磁束オブザーバの詳細を示す図である。

図 15 は、図 13 に示すハイブリッド器と速度推定器の詳細を示す図である。

図 16 は、図 13 に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

図 17 は、本発明の第 4 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 18 は、図 17 に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

なお、図中の符号、100, 800 はセンサレス制御装置、101, 801 は交流電動機、102, 802 は電圧型インバータ、110, 810 は高周波発生器と磁束調整器、120, 820 は磁束オブザーバ、130, 830 は高周波成分抽出器、135 は回転子位置推定器、136, 836 は初期磁極位置推定器、140, 840 はハイブリッド器、150, 850 は速度推定器、160, 860 は速度制御器、170, 870 は電流制御器、180 は重畳周波数除去器、190, 191, 890, 891 は座標変換器である。

< 発明を実施するための最良の形態 >

次に、本発明の第 1 の実施の形態について図面を参照し説明する。

図 1 は本発明の第 1 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 2 は図 1 に示す磁束オブザーバの詳細を示す図である。

図 3 は図 1 に示す高周波成分抽出器の詳細を示す図である。

図4は図1に示すハイブリッド器と速度推定器の詳細を示す図である。

図5は図1に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

図6は図1に示す交流電動機の高周波領域におけるインピーダンスと運転周波数の関係を示す図である。

図7は図1に示す交流電動機の高周波領域におけるインピーダンスと負荷の関係を示す図である。

図1に示すセンサレス制御装置は高周波電圧信号を重畳する方式であり、高周波電流信号を重畳する方式については後述する。

また、図1に示す制御ブロックは電圧型インバータ102を用いて電動機を駆動するようにデジタル演算によって実現できる。また、アナログ回路、あるいはアナログ回路とデジタル回路の併用によっても実現できる。

図1において、センサレス制御装置100は、高周波発生器と磁束調整器110を有しており、高周波発生器は電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳するものである。磁束調整器は、高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を調整し、磁束推定誤差を補償するために磁束指令を調整する。また、負荷によって生じる磁束位置の誤差を、高周波を重畳する磁束位置で調整するものである。

磁束オブザーバ120は、電動機入力電圧、検出電流、速度推定値から磁束の大きさと位置を推定する。

高周波成分抽出器130は、主磁束による磁気飽和、あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を高周波信号と同じ周波数成分の電圧、あるいは電流検出信号から抽出する。回転子位置推定器135は、磁束オブザーバ120による磁束の位置122と磁極位置補正器113を入力し、回転子位置を推定するものである。初期磁極位置推定値136は、検出電流と重畳周波数指令 w_i を入力し、起動前に停止状態で初期磁極位置を推定するものである。

ハイブリット器140は、高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する適応調整器と磁束オブザーバ内で磁束推定値とオブザーバ出力の誤差値から計算される誤差信号を適応的に調整する適応調整器とを低速から高

速へ速度に応じてショックなしで切り替えるものである。速度推定器 150 は、ハイブリット器 140 の出力値である誤差信号をゼロにするように適応的に速度を推定するものである。

また、センサレス制御装置 100 は、磁束および速度制御器 160 と電流制御器 170 を有している。

電流制御器 170 にフィードバックされる電流から重畳周波数成分を除去する重畳周波数除去器 180 を必要とする。重畳周波数成分を除去する装置 180 は、ローパスフィルタ、あるいはノッチフィルタで構成される。これにより電流制御器 170 の出力である電圧指令値 171 には重畳した周波成分を含まないことになる。

座標変換器 190 と 191 は推定された磁束の位置を用いて、それぞれ次の (1) 式、(2) 式のようにベクトル座標変換を実施するものである。

$$v_s^* = e^{j\hat{\theta}} e_{v_s^*} \quad (1)$$

$$v_s^* = e^{-j\hat{\theta}} e_{v_s^*} \quad (2)$$

ここで、 v_s^* は静止座標系（相電圧の U 相基準）における電圧指令ベクトル、 v_s^* は回転座標系（推定磁束軸基準で出力周波数に同期して回転）における電圧指令ベクトルを示している。

以下、それぞれの図を参照して各部の動作について説明する。

図 2 は、図 1 における磁束オブザーバ 120 の内部構成を示すものである。静止座標系における同期電動機の数式モデルは以下のように表すことができる。

$$\dot{x} = A(\omega_r, \theta_r)x + B(\theta_r)u \quad (3)$$

$$i_s^s = Cx \quad (4)$$

(3) 式、(4) 式において

$$\mathbf{x} = [i_{ds}^s \quad i_{qs}^s \quad \lambda_{dr}^s \quad \lambda_{qr}^s]^T,$$

$$A(\omega_r, \theta_r) = \begin{bmatrix} A_1(\omega_r, \theta_r) & B_1(\theta_r) \\ 0 & \omega_r J \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} B_i(\theta_r) \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{v}_s^s = \begin{bmatrix} v_{ds}^s & v_{qs}^s \end{bmatrix}^T,$$

$$\lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s & \lambda_{qr}^s \end{bmatrix}^T,$$

であり、システム行列 (A で表記)、出力行列 (C で表記)、行列 I、J はそれぞれ以下のとおりである。

$$A_1(\omega_r, \theta_r) = L_1^{-1}(-R_s I - p L_1),$$

$$B(\theta_r) = L_1^{-1},$$

$$L^1 = \frac{1}{2}(L_d + L_q)I + \frac{1}{2}(L_d - L_q) \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \\ \sin 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \end{bmatrix},$$

$$C = [I \quad 0],$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

状態変数は、

i_{ds}^S = 静止座標系における一次電流の d 軸成分,

i_{qs}^S = 静止座標系における一次電流の q 軸成分,

λ_{dr}^S = 静止座標系における二次磁束の d 軸成分,

λ_{qr}^S = 静止座標系における二次磁束の q 軸成分,

v_{ds}^S = 静止座標系における一次電圧の d 軸成分,

v_{qs}^S = 静止座標系における一次電圧の q 軸成分,

であり

ω_r = 回転子速度,

θ_r = 回転子位置,

である。

(3) 式、(4) 式に対するオブザーバ 210 は以下のように構成される。

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bv_s^S + G(\hat{i}_s^S - i_s^S)$$

$$\hat{i}_s^S = C\hat{x}$$

$$\hat{\lambda}_r^S = C_1\hat{x}$$

そこにおいて、状態変数は、

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_s^S & \hat{\lambda}_r^S \end{bmatrix}^T,$$

$$\hat{i}_s^S = \begin{bmatrix} \hat{i}_{dr}^S & \hat{i}_{qs}^S \end{bmatrix}^T,$$

$$\hat{\lambda}_r^s = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr}^s & \hat{\lambda}_{qr}^s \end{bmatrix}^T,$$

であり、その他の行列は、

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

G = オブザーバゲイン行列

である。

状態オブザーバ 210 において、フィードバック信号 233 と入力信号 234 は重畳

周波数成分除去器 230 によって重畳周波数を除去され出力される。これは、高周波重畳信号による影響を除去するために必要である。推定磁束 227 は磁束量演算器 223 と磁束位置演算器 224 によって、磁束量 225 と位相角 226 に変換される。

初期磁束推定器出力 241 は、起動時前に磁極の位置が 0 あるいは π に推定された後に N 極か S 極かを定める符号を示すものであり、次に示す行列 N に乗算し初期磁束を補正する。

$$N = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix}$$

図 3 は、図 1 における高周波成分抽出器 130 の詳細図である。高周波成分抽出器は、主磁束による磁気飽和、あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、重畳した高周波信号と同じ周波数成分の電圧、あるいは電流検出信号から抽出するものである。本実施の形態では電流検出信号から抽出する。高周波成分抽出器は、重畳した高周波成分を検出電圧、あるいは電流から抽出する重畳周波数成分抽出部 310 と磁束位置の誤差信号を演算する磁束位置誤差信号演算部 320 とで構成される。

推定磁束位置 301 が真値に一致しない場合は、回転座標系の d 軸に重畳した高周波電圧によって、q 軸に高周波電流を生じさせることになる。したがって、磁束位置を推定するために、高周波信号を推定磁束位置 301 に重畳する。電動機の起動時には任意の軸を推定磁束位置 301 と仮定する。重畳した高周波の影響を検出するために直交する検出座標系 302 を置く。この座標系は推定磁束位置 301 から $\pi/4$ ラジアン遅れ位相で置かれる。推定磁束位置 301 が実磁束軸とそれに直交する軸との間に位置するならば、検出座標系 302 で検出される高周波成分は高周波インピーダンスの磁気突極性のため、検出座標の基準軸（d 軸）とそれに直交する軸（q 軸）上での値に差異を生じる。重畳周波数でのアドミタンスが折曲状に分布し、実磁束軸に対して対称であると仮定すると、任意の位相角における重畳周波数でのアドミタンスの大きさは次のように表せる。

$$Y(\Delta\theta) = -Y_1 \cos(2\Delta\theta) + Y_2$$

$$\Delta\theta = \hat{\theta}_e - \theta_e$$

ここで、

$\hat{\theta}_e$ は推定磁束位置

θ_e は実磁束位置

である。

周波数が ω_i で振幅が V_{dsi}^* の高周波電圧を推定磁束軸に重畳すると、検出座標系 302 における電圧と電流の関係は以下のように表せる。

$$|i_{dsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{V_{dsi}^*}{\sqrt{2}}$$

$$|i_{qsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{V_{qsi}^*}{\sqrt{2}}$$

ここで、

i_{dsi}^m は検出座標系の d 軸電流の重畳周波数成分

i_{qsi}^m は検出座標系の q 軸電流の重畳周波数成分

である。

本発明において、一次電流 303 は座標変換器 311 によって検出座標系に変換される、変換された電流 305 はバンドパスフィルタ 312 によって重畳周波数成分のみ抽出される。抽出された電流信号 306 の振幅を DEMUX (シリアル・パラレル変換) 部 321 にて振幅演算器 322 と 323 に信号を振り分け、振幅演算器 322 と 323 にてその 2 乗値を求め、その値 333 と 334 がそれぞれ出力される。検出座標

系におけるアドミタンスの 2 乗値の q 軸と d 軸における値の差異に相当する誤差信号を次のように定義する。

$$\varepsilon_{i0} = \left| i_{qsi}^m \right|^2 - \left| i_{dsi}^m \right|^2 = 2Y_1 Y_2 v_{dsi}^{*2} \sin(2\Delta\theta) \quad (5)$$

推定誤差の補償，あるいは磁気突極性を維持するために補償器出力 Kci 337 で以下のように誤差信号を補正する。

$$\varepsilon_i = \varepsilon_{i0} - K_{ci} \quad (6)$$

K_{ci} 337 については後述の図 5 にて説明する。

図 4 は、図 1 におけるハイブリット器 140 (図 4 では 410) と速度推定器 150 (図 4 では 450) について説明するための詳細図である。速度推定誤差に相当する誤差信号 ε_1 はオブザーバで状態推定量によって、次のように構成される。

$$\varepsilon_i = G_2(s) \left(i_{ds}^s - \hat{i}_{ds}^s \right) \cdot G_1(s) \lambda_{dr}^s - G_2(s) \left(i_{qs}^s - \hat{i}_{qs}^s \right) \cdot G_1(s) \lambda_{dr}^s$$

ここで、 $G_1(s)$ と $G_2(s)$ はゼロ速度、ゼロ周波数領域で入力信号を除去する伝達関数を示している。

中、高速領域においては、(5) 式、(6) 式で計算される誤差信号 ε_i 412 から電圧制限により正確な磁束位置情報が得られなくなるので、速度に応じて信号を除去しなければならない。そこで、(5) 式で計算される誤差信号 412 は $G_3(s)$ 433 の伝達関数を用いて、誤差信号を新たに生成する。

$$\varepsilon_2 = G_3(s) \varepsilon_i$$

ここで、 $G_3(s)$ は中高速領域で入力信号を除去する伝達関数を示している。

速度推定器 450 は比例積分 (PI) 調整器 460 を有しており、誤差信号 ε_1 411 を誤差信号 ε_2 412 にゼロにするようにゲインを調整しておく。誤差信号 ε_1 411 と誤差信号 ε_2 412 の応答性と調整ゲインは異なるので、誤差信号 ε_1 (オブザーバ側の誤差信号) に対応するゲイン 470 と誤差信号 ε_2 412 (高周波重畳に基づく誤差信号) に対応するゲイン 480 のように別々に調整可能とする。PI 調整器 460 はこれら誤差信号をゼロに調整すると同時に速度を推定 451 する。

図 5 は、図 1 における高周波発生器と磁束調整器 110 を説明するものである。高周波発生器と磁束調整器 110 は、推定磁束軸に重畳する高周波信号 v_{si}^* 515、負荷条件に対して磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整するための磁束指令調整値 λ_{rc}^* 521 と高周波を重畳する磁束位置を調整するための調整ゲイン K_{ci} 531 を出力する。

高周波信号の振幅の大きさ 511 は次式によって得られる条件 541 から予めマッピングされたテーブル 510 によって決められる。

$$\hat{\omega}_{rc1} = \hat{\omega}_r + K_{c1} \cdot i_{qs}^{e*}$$

磁束指令調整値 λ_{rc*} 521 は、予めマッピングされたテーブル 520 で決められる。磁束指令調整レベルの最大値は電動機物理量の磁気突極性が最大に得る条件であるが、これは、電動機固有の特性によるものとなる。調整条件は、次式で決められる条件 545 となる。

$$\hat{\omega}_{rc2} = \hat{\omega}_r + K_{c2} \cdot i_{qs}^{e*}$$

高周波重畳による磁束位置検出法は、同期電動機の高周波領域のインピーダンス、あるいはアドミッタンスの特性に基づくものである。高周波領域のインピーダンスの突極性が損失する条件を図 6 と図 7 に示している。図 6 は、運転周波数が増加するとインピーダンスの突極性の度合いを示す角度は同期電動機のインダクタンス特性により位相が遅れることになることを示している。図 7 は、負荷が増加（q 軸電流が増加）すると、インピーダンスの突極性の度合いを示す角度は同期電動機の一次漏れインダクタンスの飽和により位相が遅れることになることを示している。その現象による角度誤差を補正する調整ゲイン K_{ci} 531 は、次式によって決定される。

$$K_{ci} = K_{c3} \cdot \hat{\omega}_r + K_{c4} \cdot i_{ds}^{e*} + K_{c5} \cdot i_{qs}^{e*}$$

ここで、磁束位置は、回転子位置と異なる場合があり、電動機特性により磁束位置と回転子位置の誤差を補償するテーブル 560 を具備する。

次に、本発明の第 2 の実施の形態について図を参照して説明する。

図 8 は本発明の第 2 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 9 は図 8 に示す高周波成分抽出器の詳細を示す図である。

図 1 0 は図 8 に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

図 1 1 は図 8 に示す初期磁極推定器において電圧高周波を重畳した場合の 2 倍調波の特性を示す図である。

図 1 2 は図 1 および図 8 に示す初期磁極推定器の説明図である。

図 8 は、本発明の第 2 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図であり、高周波電流を重畳する方式を示すものである。図 1 の高周波電圧を重畳する方式と類似しているが、高周波信号 812 を電流制御器 870 の入力部に重畳する点と、検出電流帰還部に重畳信号除去器（図 1、180 相当）が消去されている点が異なっている。その他の図 1 と同一構成については重複する説明は省略する。

次に各図により動作について説明する。

図 9 は、図 8 における高周波成分抽出器 830 を説明するものである。重畳周波数でのインピーダンスが折曲状に分布し、実磁束軸に対して対称であると仮定すると、任意の位相角における重畳周波数でのインピーダンスの大きさは次のように表せる。

$$Z(\Delta\theta) = Z_1 \cos(2\Delta\theta) + Z_2$$

周波数が ω_i で振幅が i_{dsie}^* の高周波電流を推定磁束軸に重畳すると、検出座標系 902 における電圧と電流の関係は以下のように表せる。

$$\left| v_{dsi}^m \right| = \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\lambda}{2}\right) + Z_2 \right] \frac{i_{dsi}^{e*}}{\sqrt{2}}$$

$$\left| v_{qsi}^m \right| = \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\lambda}{2}\right) + Z_2 \right] \frac{i_{qsi}^{e*}}{\sqrt{2}}$$

ここで、

v_{dsi}^m は検出座標系の d 軸電圧の重畳周波数成分

v_{qsi}^m は検出座標系の q 軸電圧の重畳周波数成分

である。

本発明において、一次電圧 903 は座標変換器 911 によって検出座標系に変換される、変換された電圧 905 はバンドパスフィルタ 912 によって重畳周波数成分のみ抽出される。抽出された電圧信号 906 の振幅の 2 乗値 933 と 934 が振幅演算器

921 と 922 にて計算される。検出座標系におけるインピーダンスの 2 乗値の q 軸と d 軸における値の差異に相当する誤差信号を次のように定義する。

$$\varepsilon_{i0} = \left| v_{qsi}^m \right|^2 - \left| v_{dsi}^m \right|^2 = 2Z_1 Z_2 i_{dsi}^{e*2} \sin(2\Delta\theta)$$

図 10 は、図 8 における高周波発生器と磁束調整器 810 を説明する図である。高周波発生器と磁束調整器 810 (図 8) は、推定磁束軸に重畳する高周波信号 i_{si}^{*965} 、負荷条件に対して磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整するための磁束指令調整値 λ_{rc}^{971} と高周波を重畳する磁束位置を調整するための調整ゲイン K_{ci}^{981} を出力する。

次に永久磁石同期電動機でセンサレス制御をする場合、起動方法によっては逆転を伴う場合があり、起動前の停止した状態で初期磁極位置を推定しなければならない。従来の手法は鉄心磁束の飽和特性を利用したものが多い。本発明では、高周波を重畳し、重畳した周波数成分における電動機物理量に関する信号を利用する。N 磁極位置は、鉄心磁束の磁気飽和におけるヒステリシスと回転子位置による電動機物理量の変化により推定できる。

もし、高周波を推定磁束軸 (d 軸) に重畳すると、ヒステリシスの影響で歪む、その歪波形の周期は重畳周波数に対して、偶数倍の周波数を発生する。電圧を重畳した場合、その現象は電流に現われる。電流を重畳した場合、電圧に現われることになる。ここでは、重畳周波の 2 倍の高周波を用いて、初期磁極推定をする例について解説する。

図 11 は、電圧高周波を重畳した場合において、重畳周波の 2 倍の周波数である高周波電流 (以下、2 倍調波) の特性を示すものである。図 11 において 'A' 領域は高周波信号を磁石の N 極方向、すなわち d 軸方向に重畳した場合における 2 倍調波の軌跡を示しており、'B' 領域は磁石の S 極方向、すなわち -d 軸方向に重畳した場合における 2 倍調波の軌跡を示している。このとき、2 倍調波は以下のように検出できる。

$$i_{dsh}^r = \text{BPF}(i_{ds}^r)$$

$$I_{d \sin 2\omega h} = 2\text{LPF}(i_{dsh}^r \cdot \sin 2\omega_h t)$$

$$I_{d \cos 2\omega h} = 2\text{LPF}(i_{dsh}^r \cdot \cos 2\omega_h t)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{I_{d \sin 2\omega h}}{I_{d \cos 2\omega h}}$$

ここで、

i_{ds}^r : 回転座標系 (磁束に同期して回転する座標系) における一次電流の d 軸成分,

i_{dsh}^r : 重畳信号の 2 倍調波成分電流

BPF : 重畳信号の 2 倍調波を抽出するバンドパスフィルタ,

$I_{d \sin 2\omega h}$: 重畳信号の 2 倍調波の無効分振幅,

$I_{d \cos 2\omega h}$: 重畳信号の 2 倍調波の実効分振幅,

LPF : 高周波分を除去するローパスフィルタ,

ϕ : 重畳信号の 2 倍調波の位相角。

図 1 1 に示すように、重畳信号の 2 倍調波の位相角が ϕ [ラジアン] と $\phi + \pi$ [ラジアン] に位置する場合は、+ d 軸方向を示し、そうでない場合は、- d 軸方向を示す。したがって、初期磁極の N 極 S 極判別が可能である。

図 1 2 は、本発明の初期磁極位置推定方法を示すものである。起動時前に高周波重畳による磁束位置推定により、初期磁束位置を推定する。それと平行して重畳周波数の 2 倍調波成分の特性を利用して、初期磁極位置を推定する。磁極位置の推定は、以下のようにワンステップの信号処理にて計算することができる。

$$I_d \sin 2\omega_h \phi = 2 \cdot \text{LPF} \left(\text{BPF}(I_{ds}^r) \cdot \sin(2\omega_h t + \phi) \right)$$

$L_{ds} \sin 2\omega_h \phi$ が正であれば、N 極と d 軸は一致している。逆に負であれば、N 極は d 軸に逆方向である。したがって、負の場合は、初期状態で推定された磁束位置に π を加えれば N 極と d 軸は一致する。磁束位置の極性を補正する時間 (TIME) は、任意に設定できる。一旦、d 軸と N 極が一致すると、高周波重畳による磁束位置推定法は、低速駆動においてほとんど磁極位置を見失わない。

以上、本実施の形態は、本発明の基本的な特徴を記述している。部分的な改良や機能の取り替えは可能であるが、提示の請求項は、それら改良や機能の取り替えも基本的概念の中に全て包括している。

次に、本発明の第 3 の実施の形態について図を参照して説明する。

図 1 3 は本発明の第 3 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 1 4 は図 1 3 に示す磁束オブザーバの詳細を示す図である。

図 1 5 は図 1 3 に示すハイブリット器と速度推定器の詳細を示す図である。

図 1 6 は図 1 3 に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

前実施の形態では交流電動機（同期電動機）の例を説明したが、本実施の形態では誘導電動機について説明する。図 1 3 に示す制御ブロックは電圧型インバータ 102 を用いて、図 1 と同様に交流電動機（誘導電動機）101 を駆動するようにデジタル演算によって実現できる。また、アナログ回路、あるいはアナログ回路とデジタル回路の併用によっても実現できる。

図 1 3 において、センサレス制御装置 100 は図 1 の構成と同様に、高周波発生器と磁束調整器 110 を有しており、高周波発生器は電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳するものである。磁束調整器は、高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を調整し、磁束推定誤差を補償するために磁束指令を調整する。また、負荷によって生じる磁束位置の誤差を、高周波を重畳する磁束位置で調整するものである。

磁束オブザーバ 120 は、電動機入力電圧、検出電流、速度推定値から磁束の大きさと位置を推定する。周波成分抽出器 130 は、主磁束による磁気飽和、あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を高周波信号と同じ周波数成分の電圧、あるいは電流検出信号から抽出する。ハイブリット器 140 は、高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する適応調整器と磁束オブザーバ内で磁束推定値とオブザーバ出力の誤差値から計算される誤差信号を適応的に調整する適応調整器とを低速から高速へ速度に応じてショックなしで切り替えるものである。

速度推定器 150 は、ハイブリット器の出力値である誤差信号をゼロにするよう

に適応的に速度を推定とするものである。また、センサレス制御装置は、磁束および速度制御器 160 と電流制御器 170 を有している。電流制御器 170 にフィードバックされる電流から重畳周波数成分を除去する重畳周波数除去器 180 を必要とする。重畳周波数成分を除去する装置 180 は、ローパスフィルタ、あるいはノッチフィルタで構成される。これにより電流制御器 170 の出力である電圧指令値 171 には重畳した周波成分を含まないことになる。座標変換器 190 と 191 は推定された磁束の位置を用いて、次の、それぞれ (1) 式、(2) 式のようにベクトル座標変換を実施するものである。

$$V_s^{s*} = e^{j\hat{\theta}} e V_s^{e*} \quad (1)$$

$$V_s^{e*} = e^{-j\hat{\theta}} e V_s^{s*} \quad (2)$$

ここで、 V_s^{s*} は静止座標系（相電圧の U 相基準）における電圧指令ベクトル、 V_s^{e*} は回転座標系（推定磁束軸基準で出力周波数に同期して回転）における電圧指令ベクトルを示している。

このように、図 13 に示す本実施の形態では、図 1 に示す制御ブロックと同様な構成と制御方法で誘導電動機 101 を制御するものであるが、図 1 と異なる点は、回転子位置推定器 135 と、初期磁極位置推定器 136 が削除されていることである。

図 14 は、図 13 における磁束オブザーバ 120 の内部構成を示すものである。静止座標系における誘導電動機の数式モデルは以下のように表すことができる。

$$\dot{x} = A(\omega_r)x + Bu \quad (7)$$

$$i_s^s = Cx \quad (4)$$

上の (7) 式、(4) 式において

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{ds}^s & i_{qs}^s & \lambda_{dr}^s & \lambda_{qr}^s \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{A}(\omega_r) = \begin{bmatrix} A_{11} & A(\omega_1)_{12} \\ A_{21} & A(\omega_r)_{11} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \mathbf{I} \\ 0 & \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{v}_s^s = \begin{bmatrix} v_{ds}^s & v_{qs}^s \end{bmatrix}^T,$$

$$\lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s & \lambda_{qr}^s \end{bmatrix}^T,$$

であり、システム行列 (A で表記)、出力行列 (C で表記)、行列 I、J はそれぞれ以下のとおりである。

$$A_{11} = -\left\{ R_s / (\sigma L_s) + (1 - \sigma) / (\sigma \tau_r) \right\} I,$$

$$A(\omega_r)_{12} = \frac{L_m}{(\sigma L_s L_r)} \left\{ \left(\frac{1}{\tau_r} \right) I - \omega_r J \right\},$$

$$A_{21} = \left(\frac{L_m}{\tau_r} \right) I,$$

$$A(\omega_r)_{22} = -\left(\frac{1}{\tau_r} \right) I + \omega_r J,$$

$$C = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix},$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

状態変数は、

i_{ds}^S = 静止座標系における一次電流の d 軸成分,

i_{qs}^S = 静止座標系における一次電流の q 軸成分,

λ_{dr}^S = 静止座標系における二次磁束の d 軸成分,

λ_{qr}^S = 静止座標系における二次磁束の q 軸成分,

v_{ds}^S = 静止座標系における一次電圧の d 軸成分,

v_{qs}^S = 静止座標系における一次電圧の q 軸成分,

であり

ω_r = 回転子速度,

である。

(7) 式、(4) 式に対するオブザーバ 210 は以下のように構成される。

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{v}_S^S + \mathbf{G}(\dot{\mathbf{i}}_S^S - \mathbf{i}_S^S)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_S^S = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}$$

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_r^S = \mathbf{C}_1\hat{\mathbf{x}}$$

そこにおいて、状態変数は、

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_S^S & \hat{\boldsymbol{\lambda}}_r^S \end{bmatrix}^T,$$

$$\hat{\mathbf{i}}_S^S = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^S & \hat{i}_{qs}^S \end{bmatrix}^T,$$

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_r^S = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr}^S & \hat{\lambda}_{qr}^S \end{bmatrix}^T,$$

であり、その他の行列は、

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix},$$

\mathbf{G} = オブザーバゲイン行列

である。

状態オブザーバ 210 において、フィードバック信号 233 と入力信号 234 は重畳周波数成分除去器 230 によって重畳周波数を除去され出力される。これは、高周波重畳信号による影響を除去するために必要である。推定磁束 227 は磁束量演算器 223 と磁束位置演算器 224 によって、磁束量 225 と位相角 226 に変換される。

なお、図 1 4 では初期磁束推定器出力は省略されている。

次に、図 1 3 における高周波成分抽出器 130 の説明には、同一構成なので前実施の形態の図 3 を共用して説明する。高周波成分抽出器は、主磁束による磁気飽和、あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、重畳した高周波信

号と同じ周波数成分の電圧、あるいは電流検出信号から抽出するものである。

ここでは電流検出信号から抽出する。高周波成分抽出器は、重畳した高周波成分を検出電圧、あるいは電流から抽出する重畳周波数成分抽出部 310 と磁束位置の誤差信号を演算する磁束位置誤差信号演算部 320 とで構成される。

推定磁束位置 301 が真値に一致しない場合は、回転座標系の d 軸に重畳した高

周波電圧によって、q 軸に高周波電流を生じさせることになる。したがって、磁束位置を推定するために、高周波信号を推定磁束位置 301 に重畳する。電動機の起動時には任意の軸を推定磁束位置 301 と仮定する。重畳した高周波の影響を検出するために直交する検出座標系 302 を置く。この座標系は推定磁束位置 301 から $\pi/4$ ラジアン遅れ位相で置かれる。推定磁束位置 301 が実磁束軸とそれに直交する軸との間に位置するならば、検出座標系 302 で検出される高周波成分は高周波インピーダンスの磁気突極性のため、検出座標の基準軸（d 軸）とそれに直交する軸（q 軸）上での値に差異を生じる。重畳周波数でのアドミタンスが折曲状に分布し、実磁束軸に対して対称であると仮定すると、任意の位相角における重畳周波数でのアドミタンスの大きさは次のように表せる。

$$Y(\Delta\theta) = -Y_1 \cos(2\Delta\theta) + Y_2$$

$$\Delta\theta = \hat{\theta}_e - \theta_e$$

ここで、

$\hat{\theta}$ は推定磁束位置

θ_e 実磁束位置

である。

周波数が ω_i で振幅が V_{dsi}^* の高周波電圧を推定磁束軸に重畳すると、検出座標系 302 における電圧と電流の関係は以下のように表せる。

$$|i_{dsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{V_{dsi}^*}{\sqrt{2}}$$

$$|i_{qsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{V_{qsi}^*}{\sqrt{2}}$$

ここで、

i_{dsi}^m は検出座標系の d 軸電流の重畳周波数成分

i_{qsi}^m は検出座標系の q 軸電流の重畳周波数成分

である。

本発明において、一次電流 303 は座標変換器 311 によって検出座標系に変換される、変換された電流 305 はバンドパスフィルタ 312 によって重畳周波数成分の

み抽出される。抽出された電流信号 306 の振幅の 2 乗値 333 と 334 が振幅演算器 321 と 322 にて計算される。検出座標系におけるアドミタンスの 2 乗値の q 軸と d 軸における値の差異に相当する誤差信号を次のように定義する。

$$\varepsilon_{i0} = \left| i_{qsi}^m \right|^2 - \left| i_{dsi}^m \right|^2 = 2Y_1 Y_2 v_{dsi}^{*2} \sin(2\Delta\theta) \quad (5)$$

推定誤差の補償、あるいは磁気突極性を維持するために補償器出力 Kci 337 で以下のように誤差信号を補正する。

$$\varepsilon_i = \varepsilon_{i0} - K_{ci} \quad (6)$$

Kci 337 については後述の図 1 6 にて説明する。

図 1 5 は、図 1 3 におけるハイブリット器 140 (図 1 5 では 410) と速度推定器 150 (図 1 5 では 450) について説明するものである。速度推定誤差に相当する誤差信号 ε_1 はオブザーバで状態推定量によって、次のように構成される。

$$\varepsilon_1 = \left(i_{ds}^s - \hat{i}_{ds}^s \right) \cdot G_1(s) \lambda_{qr}^s - G_2(s) \left(i_{qs}^s - \hat{i}_{qs}^s \right) \cdot G_1(s) \lambda_{dr}^s$$

ここで、 $G_1(s)$ はゼロ速度、ゼロ周波数領域で入力信号を除去する伝達関数を示している。

中、高速領域においては、(5) 式、(6) 式で計算される誤差信号 ε_i 412 から電圧制限により正確な磁束位置情報が得られなくなるので、速度に応じて信号を除去しなければならない。そこで、(6) 式で計算される誤差信号 ε_i 412 は $G_2(s)$ 433 の伝達関数を用いて、誤差信号 ε_2 を新たに生成する。

$$\varepsilon_2 = G_2(s) \varepsilon_i$$

ここで $G_2(s)$ は中高速領域で入力信号を除去する伝達関数を示している。

速度推定器 450 は比例積分 (PI) 調整器 460 を有しており、誤差信号 ε_1 411 を誤差信号 ε_2 412 にゼロにするようにゲインを調整しておく。誤差信号 ε_1 411 と誤差信号 ε_2 412 の応答性と調整ゲインは異なるので、誤差信号 ε_1 (オブザーバ側の誤差信号) に対応するゲイン 470 と誤差信号 ε_2 412 (高周波重畳に基づ

く誤差信号)に対応するゲイン 480 のように別々に調整可能とする。PI 調整器 460 はこれら誤差信号をゼロに調整すると同時に速度を推定 451 する。

図 1 6 は、図 1 3 における高周波発生器と磁束調整器 110 を説明するものである。高周波発生器と磁束調整器 110 は、推定磁束軸に重畳する高周波信号 v_{si}^{e*} 515、負荷条件に対して磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整するための磁束指令調整値 λ_{rc*} 521 と高周波を重畳する磁束位置を調整するための調整ゲイン K_{ci} 531 を出力する。

高周波信号の振幅の大きさ 511 は次式によって得られる条件 541 から予めマッピングされたテーブル 510 によって決められる。

$$\hat{\omega}_{rc1} = \hat{\omega}_r + K_{c1} \cdot i_{qs}^{e*}$$

磁束指令調整値 λ_{rc*} 521 は、予めマッピングされたテーブル 520 で決められる。磁束指令調整レベルの最大値は電動機物理量の磁気突極性が最大に得る条件であるが、これは、電動機固有の特性によるものとなる。調整条件は、次式で決められる条件 545 となる。

$$\hat{\omega}_{rc2} = \hat{\omega}_r + K_{c2} \cdot i_{qs}^{e*}$$

高周波重畳による磁束位置検出法は、誘導電動機の高周波領域のインピーダンス、あるいはアドミッタンスの特性に基づくものである。高周波領域のインピーダンスの突極性が損失する条件を、前実施の形態の図 6 と図 7 により説明する。図 6 は、運転周波数が増加するとインピーダンスの突極性の度合いを示す角度は誘導電動機でもインダクタンス特性により位相が遅れることになることを示している。図 7 は、負荷が増加（q 軸電流が増加）すると、インピーダンスの突極性の度合いを示す角度は誘導電動機でも一次漏れインダクタンスの飽和により位相が遅れることになることを示している。その現象による角度誤差を補正する調整ゲイン K_{ci} 531 は、次式によって決定される。

$$K_{ci} = K_{c3} \cdot \hat{\omega}_r + K_{c4} \cdot i_{ds}^{e*} + K_{c5} \cdot i_{qs}^{e*}$$

次に、本発明の第 4 の実施の形態について図を参照して説明する。

図 1 7 は本発明の第 4 の実施の形態に係る交流電動機のセンサレス制御装置の構成図である。

図 1 8 は図 1 7 に示す高周波発生器と磁束調整器の詳細を示す図である。

図 1 7 は、第 4 の実施の形態として、高周波電流を重畳する方式を示すものである。図 1 3 の高周波電圧を重畳する方式と類似しているが、高周波信号 812 を電流制御器 870 の入力部に重畳する点と、検出電流帰還部に重畳信号除去器が消去されている点が異なっている。

図 1 7 における高周波成分抽出器 830 の詳細図は第 2 の実施の形態の図 9 と同じなので、図 9 を参照して説明する。重畳周波数でのインピーダンスが折曲状に分布し実磁束軸に対して対称であると仮定すると、任意の位相角における重畳周波数でのインピーダンスの大きさは次のように表せる。

$$Z(\Delta\theta) = Z_1 \cos(2\Delta\theta) + Z_2$$

周波数が ω_i で振幅が i_{dsi}^{e*} の高周波電流を推定磁束軸に重畳すると、検出座標系 902 における電圧と電流の関係は以下のように表せる。

$$\left| v_{dsi}^m \right| = \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2} \right) + Z_2 \right] \frac{i_{dsi}^{e*}}{\sqrt{2}}$$

$$\left| v_{qsi}^m \right| = \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2} \right) + Z_2 \right] \frac{i_{qsi}^{e*}}{\sqrt{2}}$$

ここで、

v_{dsi}^m は検出座標系の d 軸電圧の重畳周波数成分

v_{qsi}^m は検出座標系の q 軸電圧の重畳周波数成分

である。

本発明において、一次電圧 903 は座標変換器 911 によって検出座標系に変換される、変換された電圧 905 はバンドパスフィルタ 912 によって重畳周波数成分のみ抽出される。抽出された電圧信号 906 の振幅の 2 乗値 933 と 934 が振幅演算器 921 と 922 にて計算される。検出座標系におけるインピーダンスの 2 乗値の q 軸と d 軸における値の差異に相当する誤差信号を次のように定義する。

$$\varepsilon_{i0} = \left| v_{qsi}^m \right|^2 - \left| v_{dsi}^m \right|^2 = 2Z_1 Z_2 i_{dsi}^{*2} \sin(2\Delta\theta)$$

図18は、図17における高周波発生器と磁束調整器810を説明するものである。高周波発生器と磁束調整器810は、推定磁束軸に重畳する高周波信号 i_{si}^{*} 965、負荷条件に対して磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整するための磁束指令調整値 λ_{rc} 971 と高周波を重畳する磁束位置を調整するための調整ゲイン K_{ci} 981 を出力する。

以上の本実施の形態は、本発明の基本的な特徴を記述している。部分的な改良や機能の取り替えは可能であるが、本発明は請求項において、それら改良や機能の取り替えも基本的概念の中に全て包括している。

本発明を詳細にまた特定の実施態様を参照して説明したが、本発明の精神と範囲を逸脱することなく様々な変更や修正を加えることができることは当業者にとって明らかである。

本出願は、2002年4月2日出願の日本特許出願（特願2002-100259）に基づくものであり、その内容はここに参照として取り込まれる。

<産業上の利用可能性>

以上説明したように、本発明によれば、高周波を重畳しても電圧誤差やノイズといったトルク振動要素を生じず、ゼロ速度，ゼロ出力周波数領域を含むすべての駆動範囲において、安定なトルクおよび速度制御を実現する交流電動機のセンサレス制御方法およびその制御装置を提供できる効果がある。

請 求 の 範 囲

1. 位置および速度センサを用いずに同期電動機の磁束位置の推定位置に基づき電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって同期電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御装置において、

電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する高周波発生器と、

主磁束による磁気飽和あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、前記高周波信号と同じ周波数成分の電圧あるいは電流検出信号から抽出する高周波成分抽出器と、

電動機入力電圧、検出電流および速度推定値から磁束の大きさと位置を推定する磁束観測器と、

前記高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する第1の適応調整器と、

前記磁束観測器内で磁束推定値と観測器出力の誤差値から計算される誤差信号を適応的に調整する第2の適応調整器と、

極低速時には前記第1の適応調整器、低速時には前記第1および第2の適応調整器および高速時には第2の適応調整器を速度に応じて切替える混成器と、

前記混成器出力値から速度推定値を生成する速度推定器と、を備えたことを特徴とする交流電動機のセンサレス制御装置。

2. 請求項1記載の交流電動機のセンサレス制御装置において、磁束レベルの調整と高周波領域における電動機物理量の磁気突極性の調整と効率の調整とを目的とする磁束調整器と、

推定磁束、推定回転子速度および推定回転子位置において生ずる推定誤差を補正する推定誤差補正器と、

磁束観測器から推定された磁束から磁束の位置を計算する磁束位置演算器と、

推定された磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離しそれぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する電流制御器と、

推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する速度制御器と、

起動時前に初期磁極位置を推定する初期磁極位置推定器と、を備えたことを特徴とする交流電動機のセンサレス制御装置。

3. 前記高周波発生器は、磁束の回転速度あるいは回転子速度に応じて重畳する高周波信号を調整する装置を備えたことを特徴とする請求項1記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

4. 前記高周波発生器は、高周波信号を電圧指令値に重畳することを特徴とする請求項1記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

5. 前記高周波発生器は、高周波信号を電流指令値に重畳することを特徴とする請求項1記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

6. 前記磁束観測器は、出力周波数あるいは速度に応じて前記高周波信号を電動機入力電圧から除去する機能を備えたことを特徴とする請求項1記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

7. 前記高周波成分抽出器において得られる磁束位置の誤差信号が、重畳した高周波領域のインピーダンスあるいはアドミッタンスに基づくことを特徴とする請求項1記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

8. 前記混成器は、ゼロ速度を含む極低速領域において前記第2の適応調

整器の出力を除去する機能と、中高速領域において前記第 1 の適応調整器の出力を除去する機能を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

9. 前記速度推定器は、混成器の出力値である誤差信号をゼロにするように適応的に速度を推定することを特徴とする請求項 1 記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

10. 前記磁束調整器は、電動機特性すなわち高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を維持できるところ、および高効率になるところに磁束レベルを調整し、前記推定誤差補正器は、高周波における磁気突極性が低下した場合に生ずる推定磁束、推定回転子速度および推定回転子位置誤差を補正することを特徴とする請求項 2 記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

11. 前記電流制御器は、前記重畳する高周波信号が電圧の場合には帰還される電流から重畳高周波成分を除去する機能を備え、前記重畳する高周波信号が電流の場合には制御器の応答周波数が重畳周波数成分より高く設定されることを特徴とする請求項 2 記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

12. 前記初期磁極位置推定器は、前記重畳高周波の 2 の N 乗倍 ($N = 1, 1, 2, 3, \dots, n$) の高調波のうち少なくとも一つの周波数を抽出する信号処理部を備え、磁極の N 極か S 極かを判別することを特徴とする請求項 2 記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

13. 位置および速度センサを用いずに同期電動機の磁束位置の推定位置に基づき電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって同期電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御方法において、

電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する手段と、

主磁束による磁気飽和あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、前記高周波信号と同じ周波数成分の電圧あるいは電流検出信号から抽出する手段と、

電動機入力電圧、検出電流および速度推定値から磁束の大きさと位置を磁束観測器で推定する手段と、

前記高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する第1の適応則手段と、

前記磁束観測器内で磁束推定値と観測器出力の誤差値とで計算される誤差信号を適応的に調整する第2の適応則手段と、

前記第1および第2の適応則手段を速度に応じて切替える手段と、

前記適応速手段の出力信号から速度を推定する手段と、を備えたことを特徴とする交流電動機のセンサレス制御方法。

14. 請求項13記載の交流電動機のセンサレス制御方法において、高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を維持し高効率を維持するために磁束を調整する手段と、

推定磁束、推定回転子速度および推定回転子位置において生ずる推定誤差を補正する推定誤差補正器と、

磁束観測器から推定された磁束ベクトルから磁束の位置を計算する手段と、

推定された磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離しそれぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する手段と、

推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値、あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する手段と、

起動時前に磁極のN極かS極かを判別する初期磁極推定手段と、を備えたこと

を特徴とする交流電動機のセンサレス制御方法。

15. 前記適応則手段を速度に応じて切り替える手段は、ゼロ速度、ゼロ周波数を含む極低速領域において前記第2の適応則手段の出力信号を除去する機能と、中高速領域において前記第1の適応則手段の出力信号を除去する機能と、を備えたことを特徴とする請求項13記載の交流電動機のセンサレス制御方法

16. 前記電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を抽出する手段は、使用する電動機物理量が、電動機入力電圧指令値と検出電流あるいは検出電圧と検出電流であることを特徴とする請求項13記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

17. 前記高周波を重畳する手段は、出力周波数あるいは速度に応じて重畳する高周波信号を調整する手段を備えたことを特徴とする請求項13記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

18. 前記磁束を調整する手段は、ゼロ速度とゼロ周波数を含む極低速時に、電動機の固有の特性に応じて磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整し、また、負荷によって生ずる磁束位置の誤差は高周波を重畳する磁束位置で調整するものであり、その調整手段は推定誤差と固定子（一次）電流あるいは指令電流によって調整することを特徴する請求項14記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

19. 前記初期磁極推定手段は、重畳高周波の2のN乗倍（ $N = -1, 1, 2, 3, \dots, n$ ）の高調波のうち少なくとも一つの周波数を抽出する信号処理部を備え、磁極のN極かS極かを判別することを特徴とする請求項14記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

20. 速度センサを用いずに誘導電動機の磁束位置の推定値に基づき電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって誘導電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御装置において、

電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する高周波発生器と、

主磁束による磁気飽和あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、前記高周波信号と同じ周波数成分の電圧あるいは電流検出信号から抽出する高周波成分抽出器と、

電動機入力電圧、検出電流および速度推定値から磁束の大きさと位置を推定する磁束観測器と、

前記高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する第3の適応調整器と、

前記磁束観測器内で磁束推定値と観測器出力の誤差値から計算される誤差信号を適応的に調整する第4の適応調整器と、

極低速時には前記第3の適応調整器、低速時には前記第3および第4の適応調整器および高速時には第4の適応調整器を速度に応じて切替える混成器と、

前記混成器出力値から速度推定値を生成する速度推定器と、を備えたことを特徴とする交流電動機のセンサレス制御装置。

21. 請求項20記載の交流電動機のセンサレス制御装置において、

高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を調整するために磁束指令と高周波信号を重畳する磁束位置を調整する磁束調整器と、

磁束観測器から推定された磁束から磁束の位置を計算する磁束位置演算器と、

計算された磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離しそれぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する電流制御器と、

推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を

実施しトルク指令値あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する速度制御器と、を備えたことを特徴とする交流電動機のセンサレス制御装置。

22. 前記高周波発生器は、出力周波数あるいは速度に応じて重畳する高周波信号を調整する装置を備えたことを特徴とする請求項20記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

23. 前記高周波発生器は、高周波信号を電圧指令値に重畳することを特徴とする請求項20記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

24. 前記高周波発生器は、高周波信号を電流指令値に重畳することを特徴とする請求項20記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

25. 前記磁束観測器は、出力周波数あるいは速度に応じて前記高周波信号を電動機入力電圧から除去する機能を備えたことを特徴とする請求項20記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

26. 前記高周波成分抽出器において得られる磁束位置の誤差信号が、重畳した高周波領域のインピーダンスあるいはアドミッタンスに基づくことを特徴とする請求項20記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

27. 前記混成器は、ゼロ速度、ゼロ周波数を含む極低速領域において前記第4の適応調整器の出力を除去する機能と、中高速領域において前記第3の適応調整器の出力を除去する機能を備えたことを特徴とする請求項20記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

28. 前記速度推定器は、混成器の出力値である誤差信号をゼロにするように適応的に速度を推定することを特徴とする請求項20記載の交流電動機のセ

ンサレス制御装置。

29. 前記磁束調整器は、電動機の固有の特性に応じて磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整する機能と、負荷によって生じる磁束位置の誤差を、高周波を重畳する磁束位置で調整する機能とを備えたことを特徴とする請求項21記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

30. 前記電流制御器は、前記重畳する高周波信号が電圧の場合には、帰還される電流から重畳周波数成分を除去する機能を備え、前記重畳する高周波信号が電流の場合には、制御器の応答周波数が重畳周波数成分より高く設定されることを特徴とする請求項21記載の交流電動機のセンサレス制御装置。

31. 速度センサを用いずに誘導電動機の磁束位置の推定値に基づき電動機電流を磁束成分とトルク成分とに分離し、それぞれを独立に制御することによって誘導電動機の高性能な制御性能を実現する交流電動機のセンサレス制御方法において、

電動機の推定磁束軸に高周波信号を重畳する手段と、

主磁束による磁気飽和、あるいは高周波による表皮効果とにより生じる高周波領域における電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を、前記高周波信号と同じ周波数成分の電圧、あるいは電流検出信号から抽出する手段と、

電動機入力電圧、検出電流、推定速度から磁束の大きさと位置を磁束観測器で推定する手段と、

前記高周波成分抽出器の出力である磁束位置の誤差信号を適応的に調整する第3の適応則手段と、

前記磁束観測器内で磁束推定値と観測器出力の誤差値とで計算される誤差信号を適応的に調整する第4の適応則手段と

前記第 1 および第 2 の適応則手段を速度、あるいは出力周波数で切り替える手段と、

前記適応則手段の出力信号から速度を推定する手段と、を備えたことを特徴とする交流電動機のセンサレス制御方法。

32. 請求項 31 記載の交流電動機のセンサレス制御方法において、高周波領域における電動機物理量の磁気突極性を調整するために磁束を調整する手段と、

磁束観測器から推定された磁束から磁束の位置を計算する手段と、

計算された磁束位置を用いて検出電流を磁束方向分とトルク分に分離、それぞれを帰還して前記磁束方向分とトルク分の電流指令値と比較して各々の偏差がゼロになるように電流制御を実施する手段と、

推定された速度を指令速度と比較してその偏差をゼロにするように速度制御を実施しトルク指令値、あるいはトルク指令に相当する電流指令値を出力する手段と、を備えたことを特徴とする交流電動機のセンサレス制御方法。

33. 前記適応則手段を切り替える手段は、ゼロ速度ゼロ周波数を含む極低速領域において前記第 4 の適応則手段の出力信号を除去する機能と、中高速領域において前記第 3 の適応則手段の出力信号を除去する機能を備えたことを特徴とする請求項 31 記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

34. 前記電動機物理量の磁気突極性に基づいて得られる磁束位置の誤差信号を抽出する手段および前記磁束の大きさと位置を磁束観測器で推定する手段は、使用する電動機物理量が電動機入力電圧指令値と検出電流、あるいは検出電圧と検出電流であることを特徴とする請求項 31 記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

35. 前記高周波を重畳する手段は、出力周波数あるいは速度に応じて重

畳する高周波信号を調整する手段を備えたことを特徴とする請求項 3 1 記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

3 6. ゼロ速度とゼロ周波数を含む極低速時に電動機の固有の特性に応じて磁束位置検出が可能な程度の電動機物理量の磁気突極性を得るように磁束の大きさを調整し、また、負荷によって生じる磁束位置の誤差は高周波を重畳する磁束位置で調整するものであり、その調整手段は推定速度と固定子（一次）電流、あるいは指令電流によることを特徴とする請求項 3 2 記載の交流電動機のセンサレス制御方法。

図 1

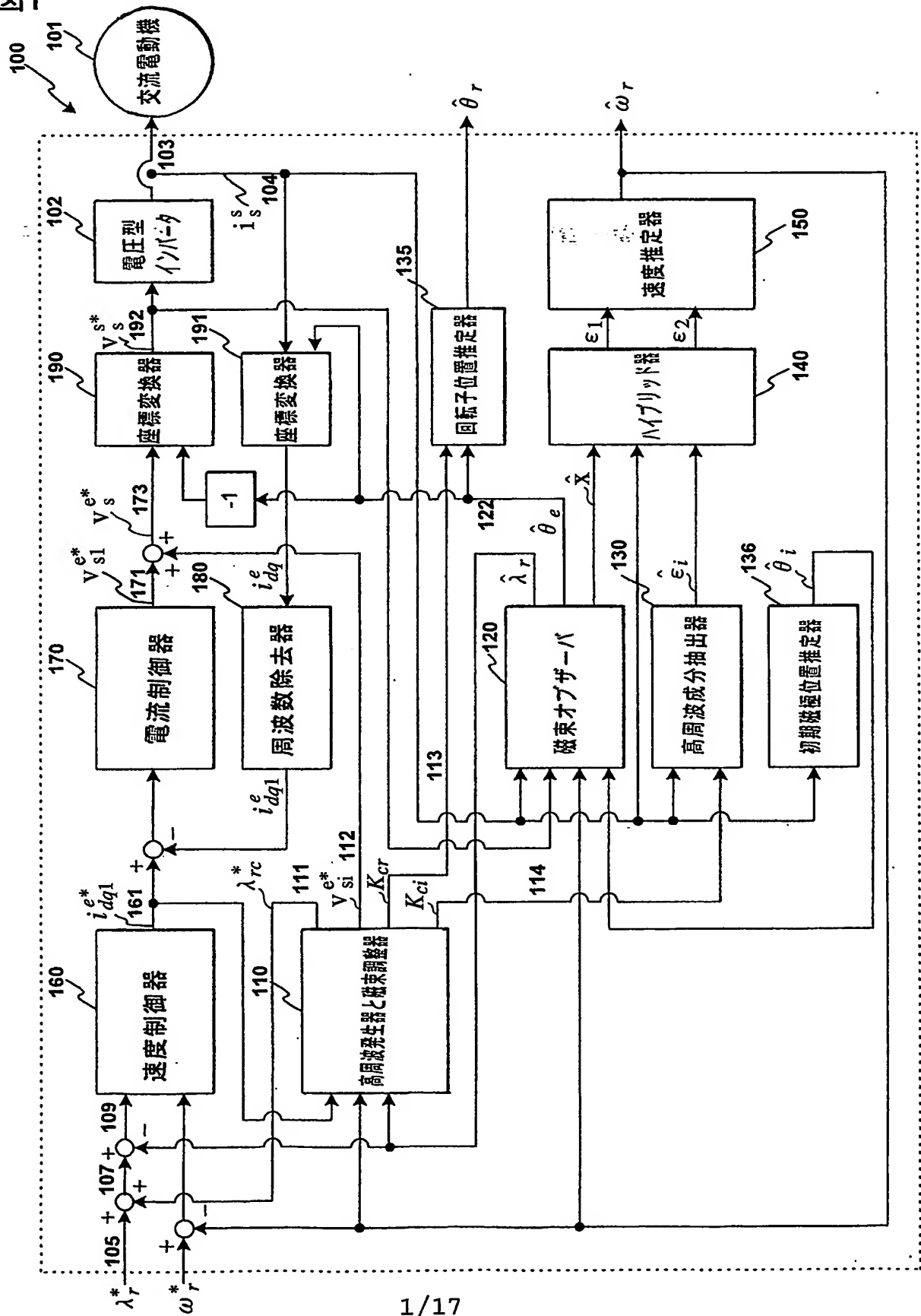


图3

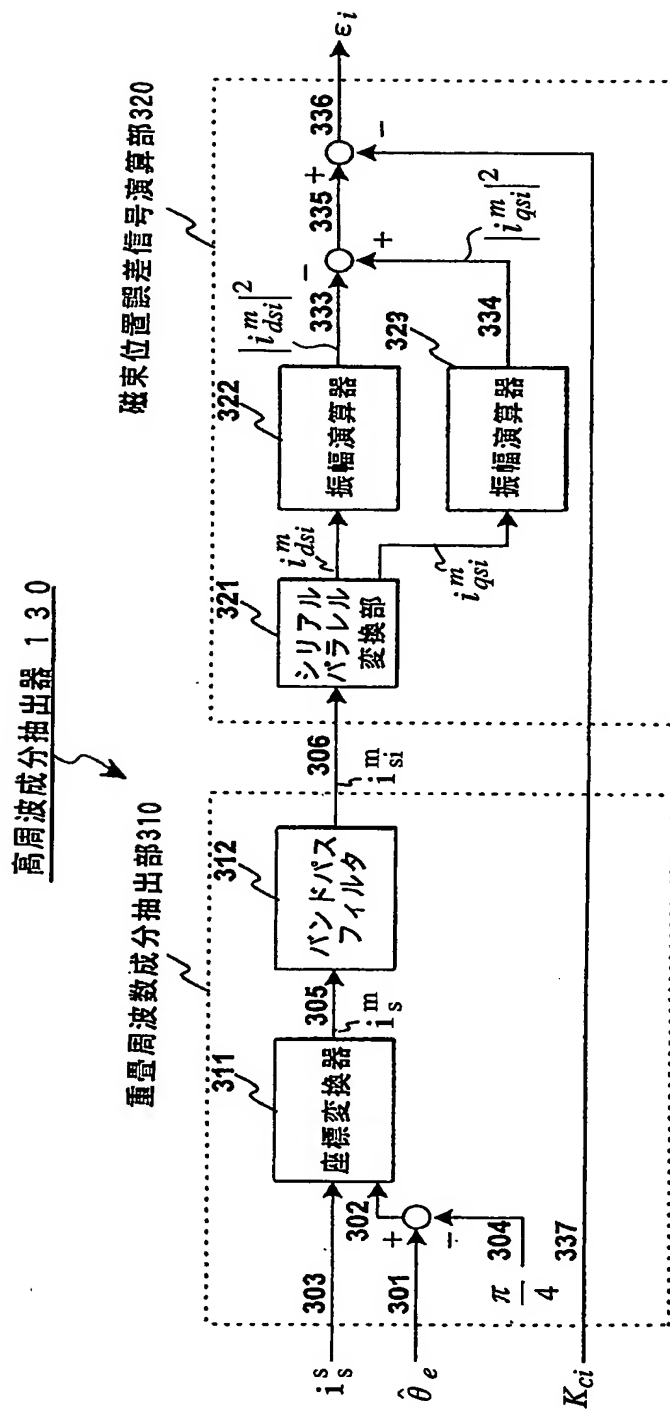


図4

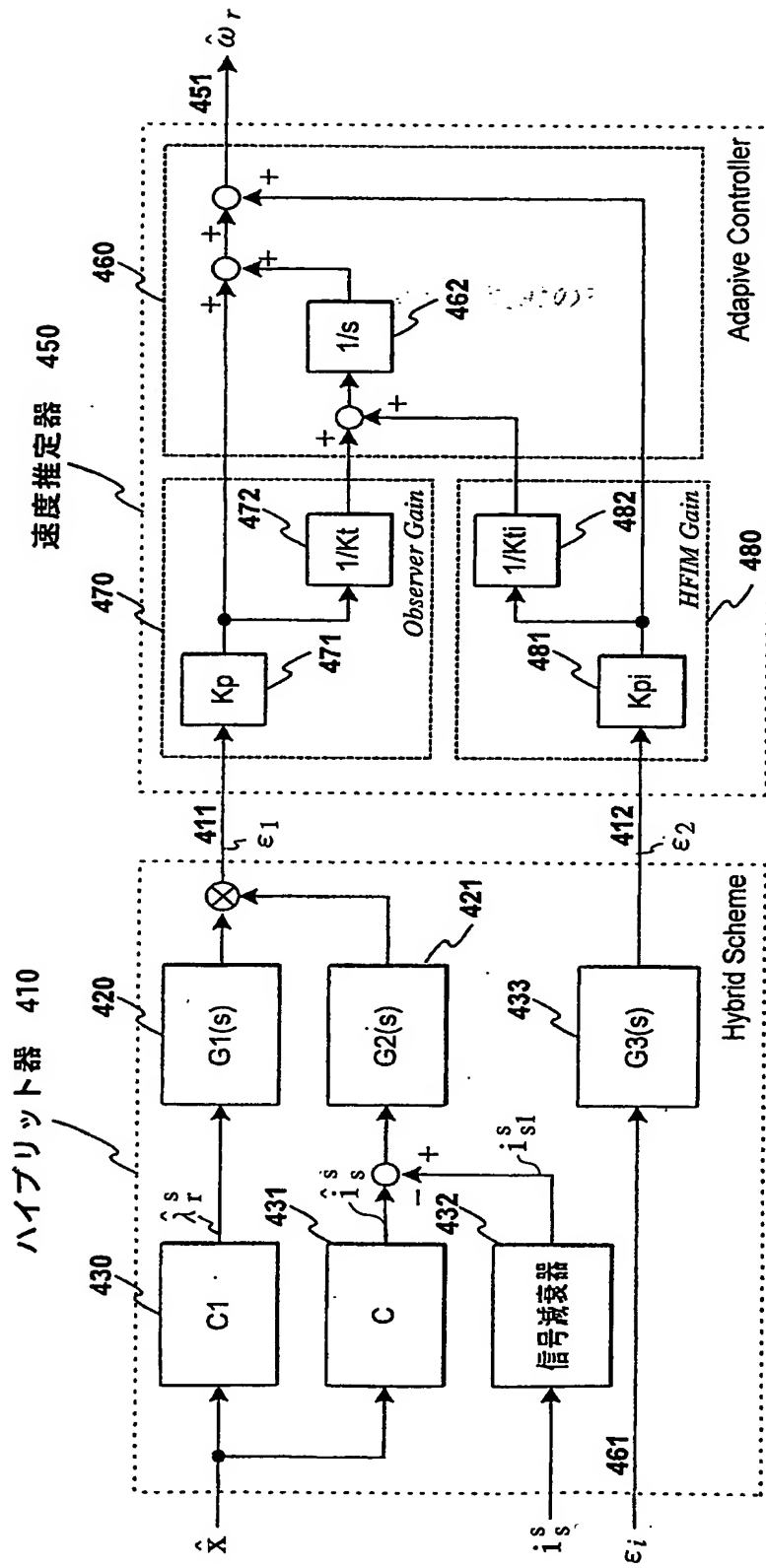


図5

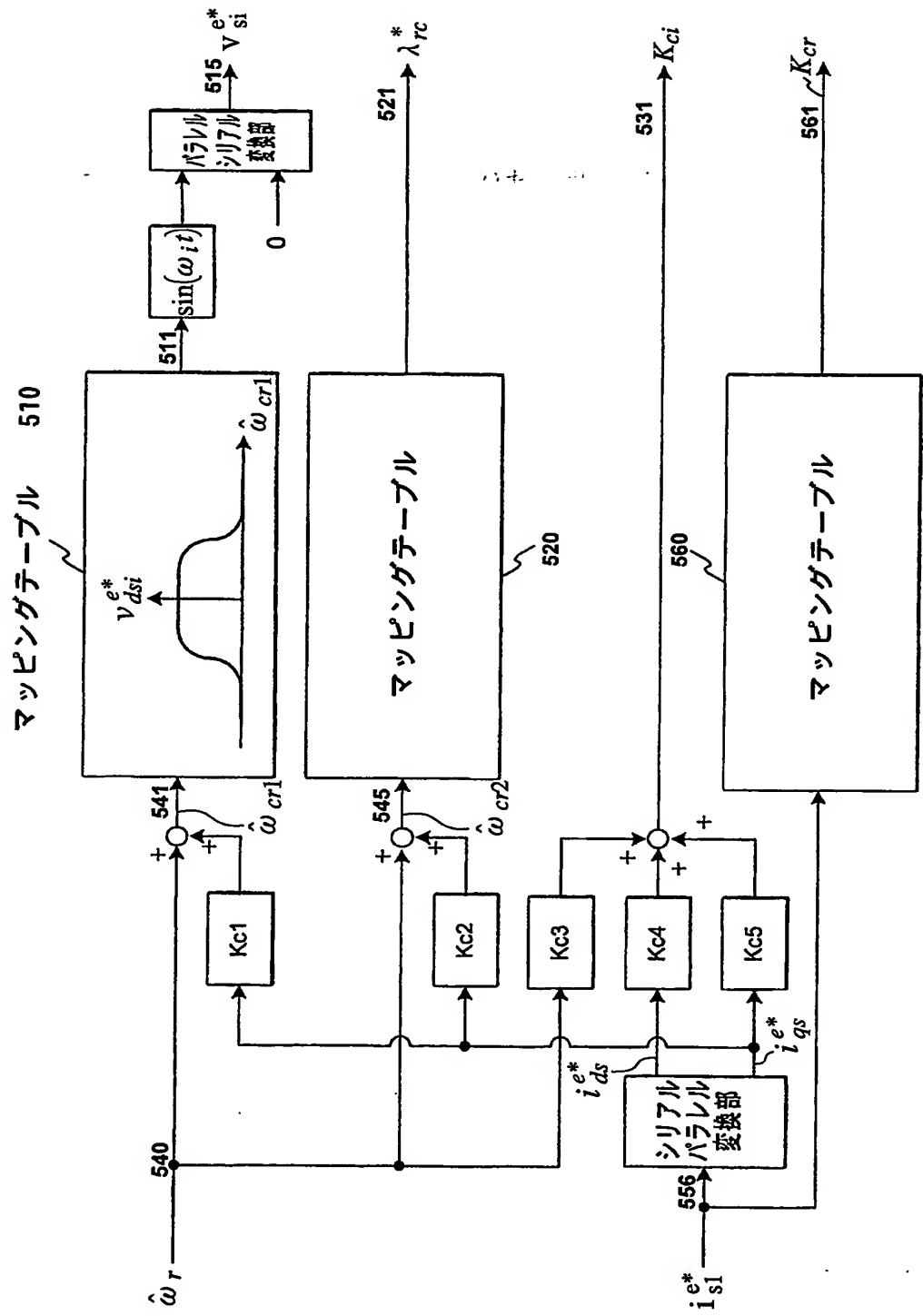


図 6

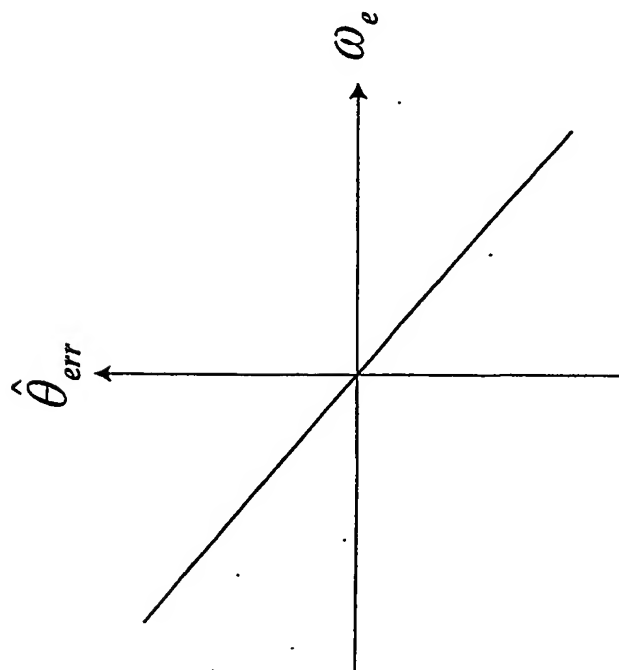


図 7

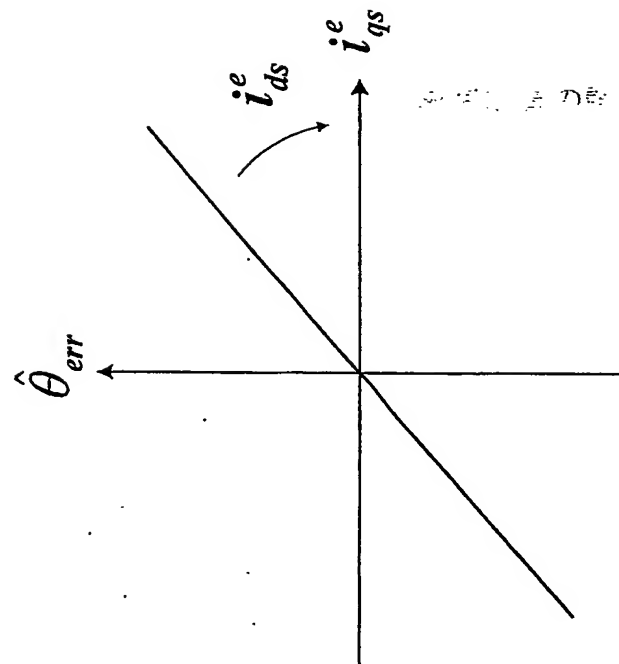


図8

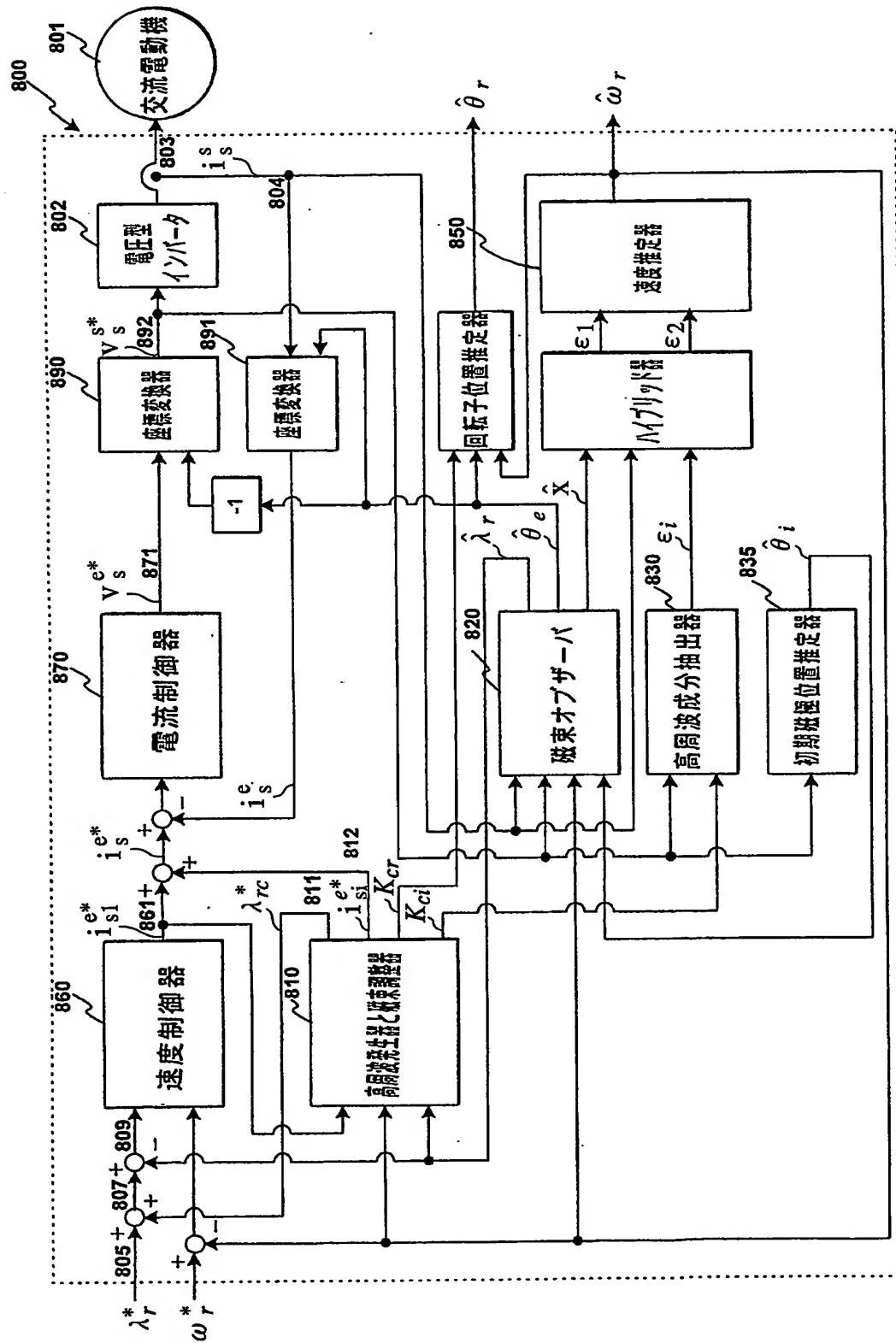


図9

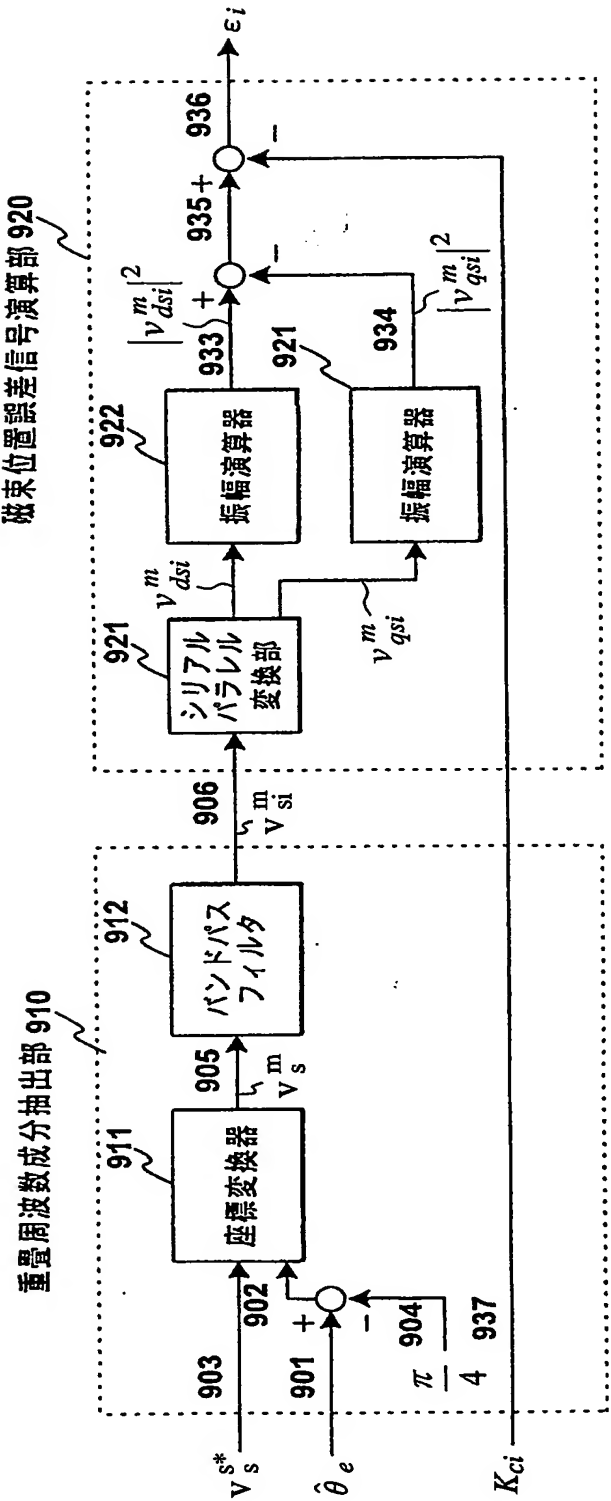


図10

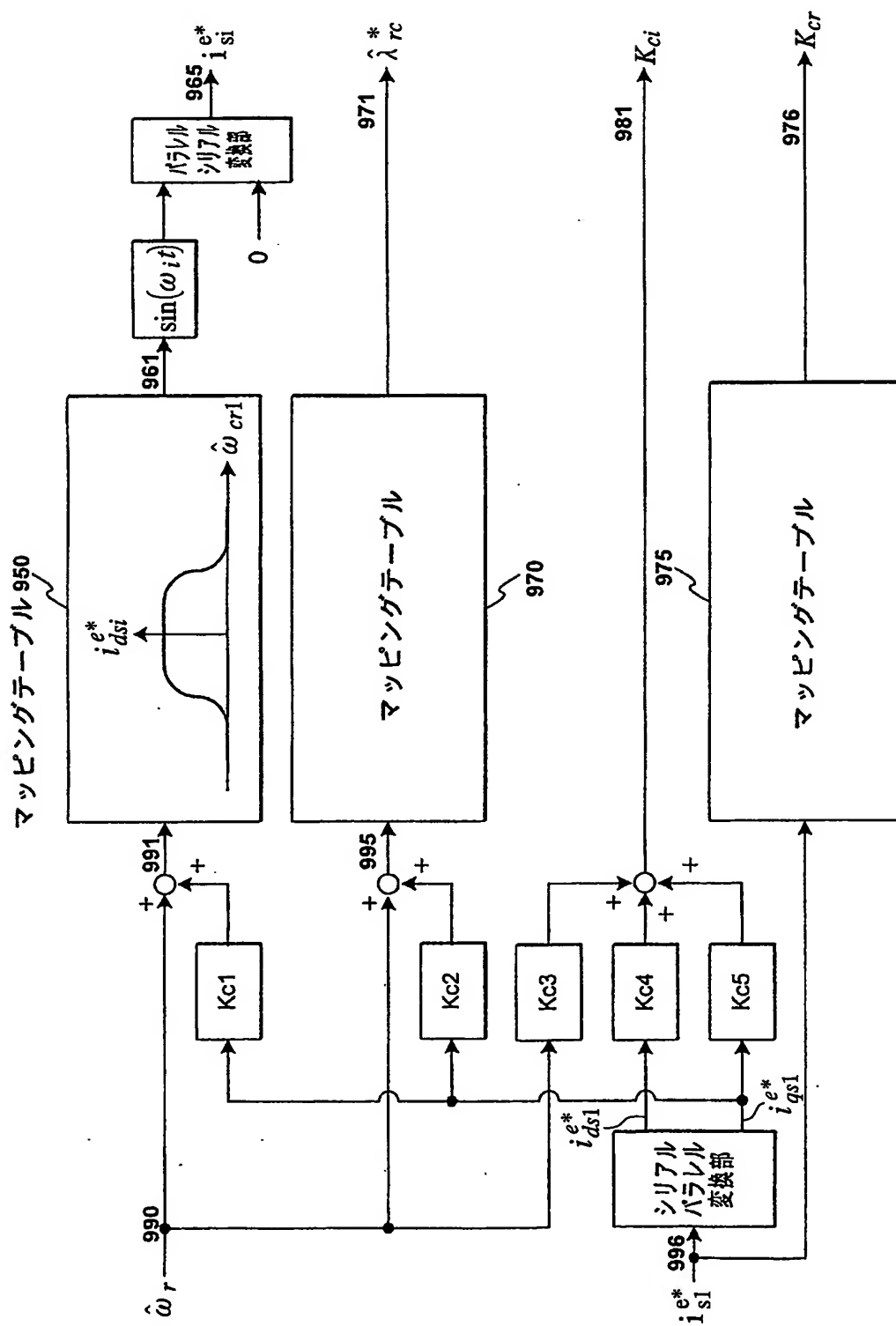


図 11

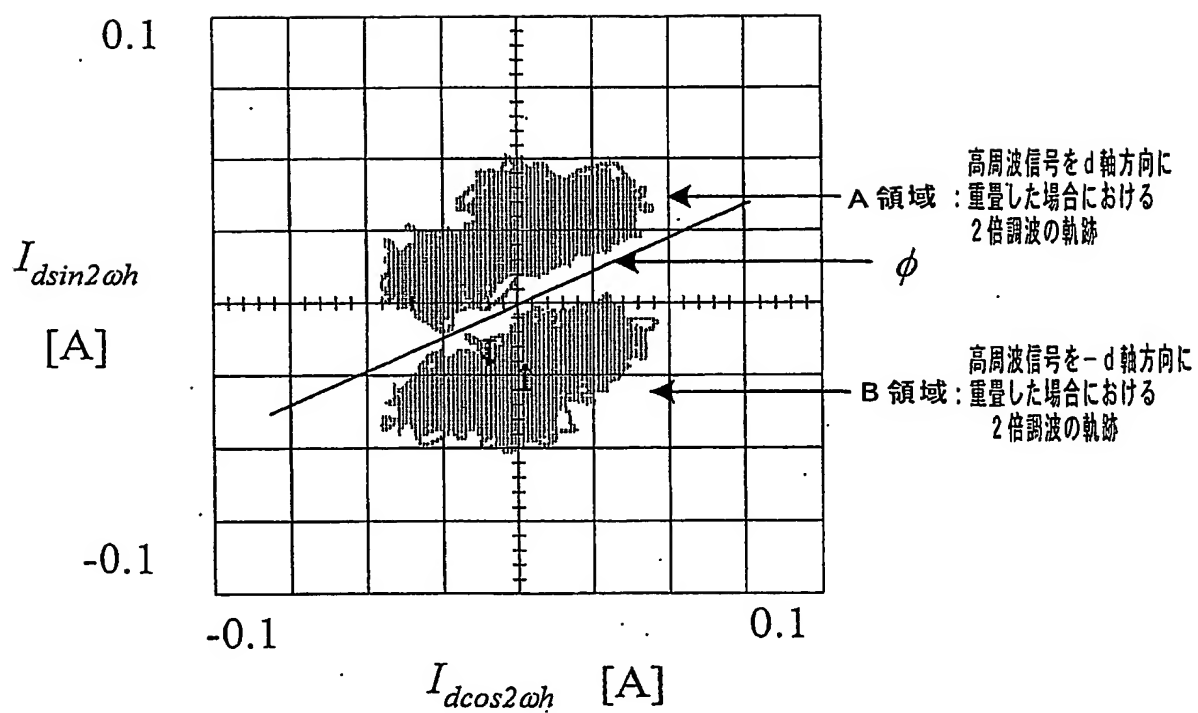


図 12

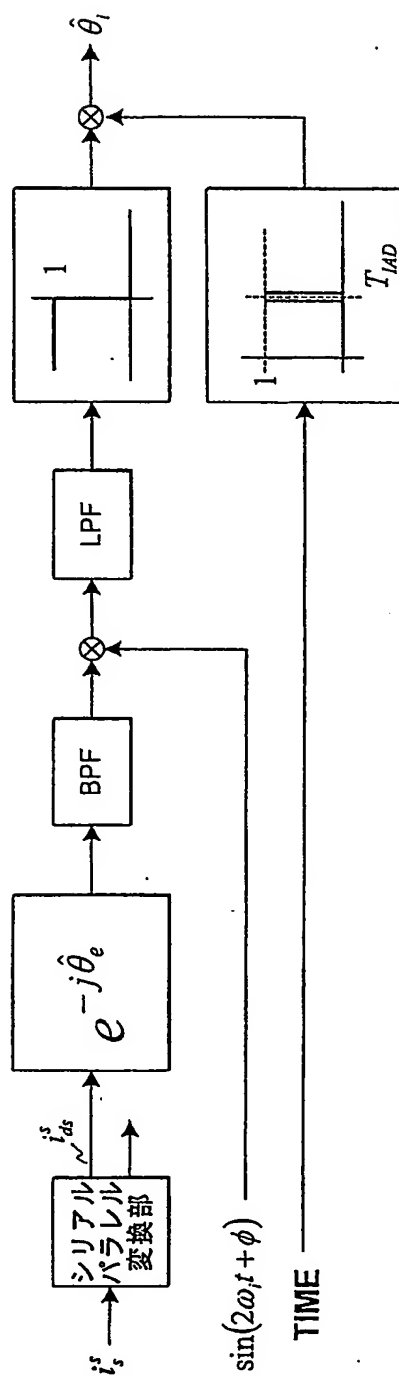


図13

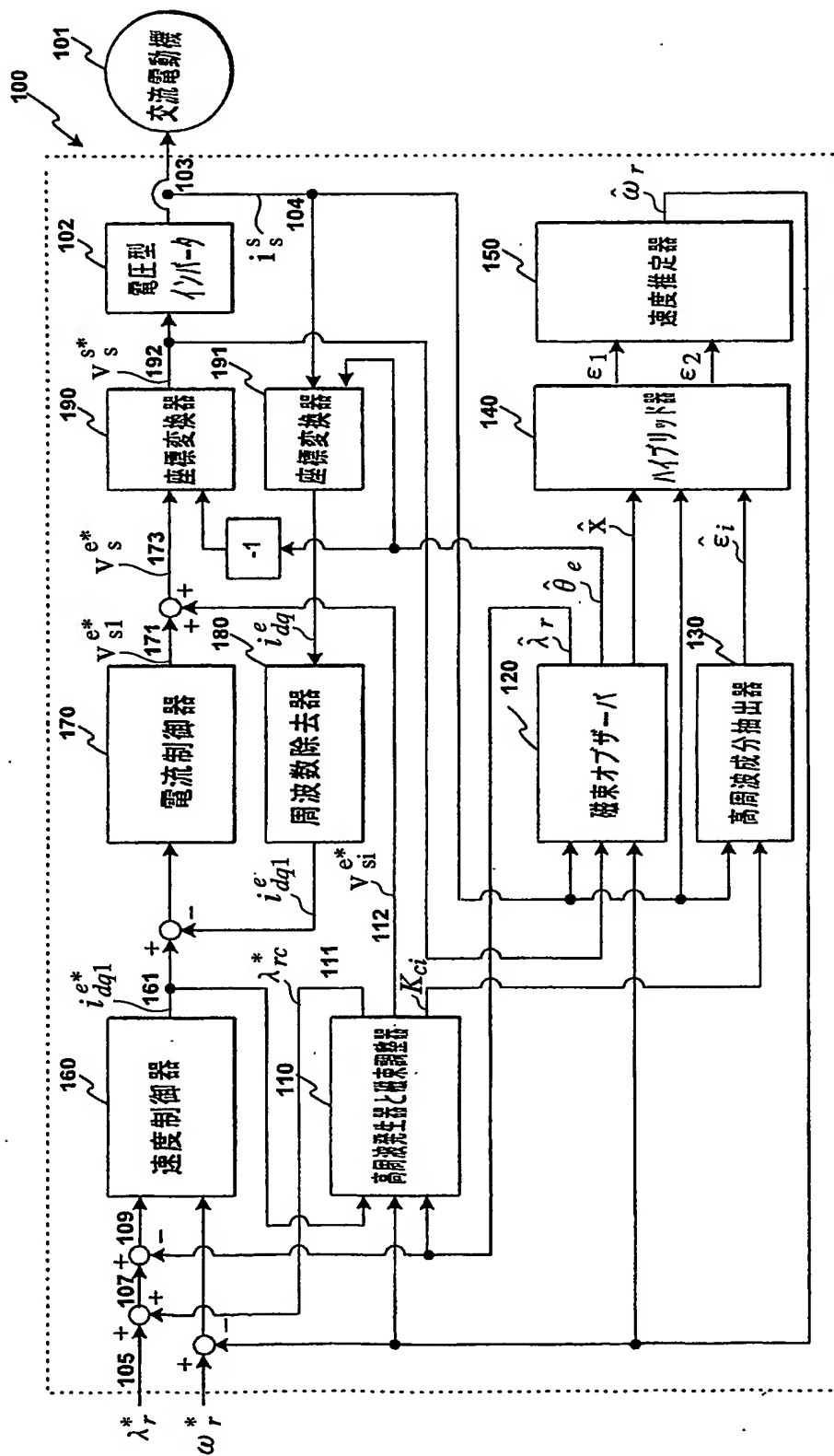


図14

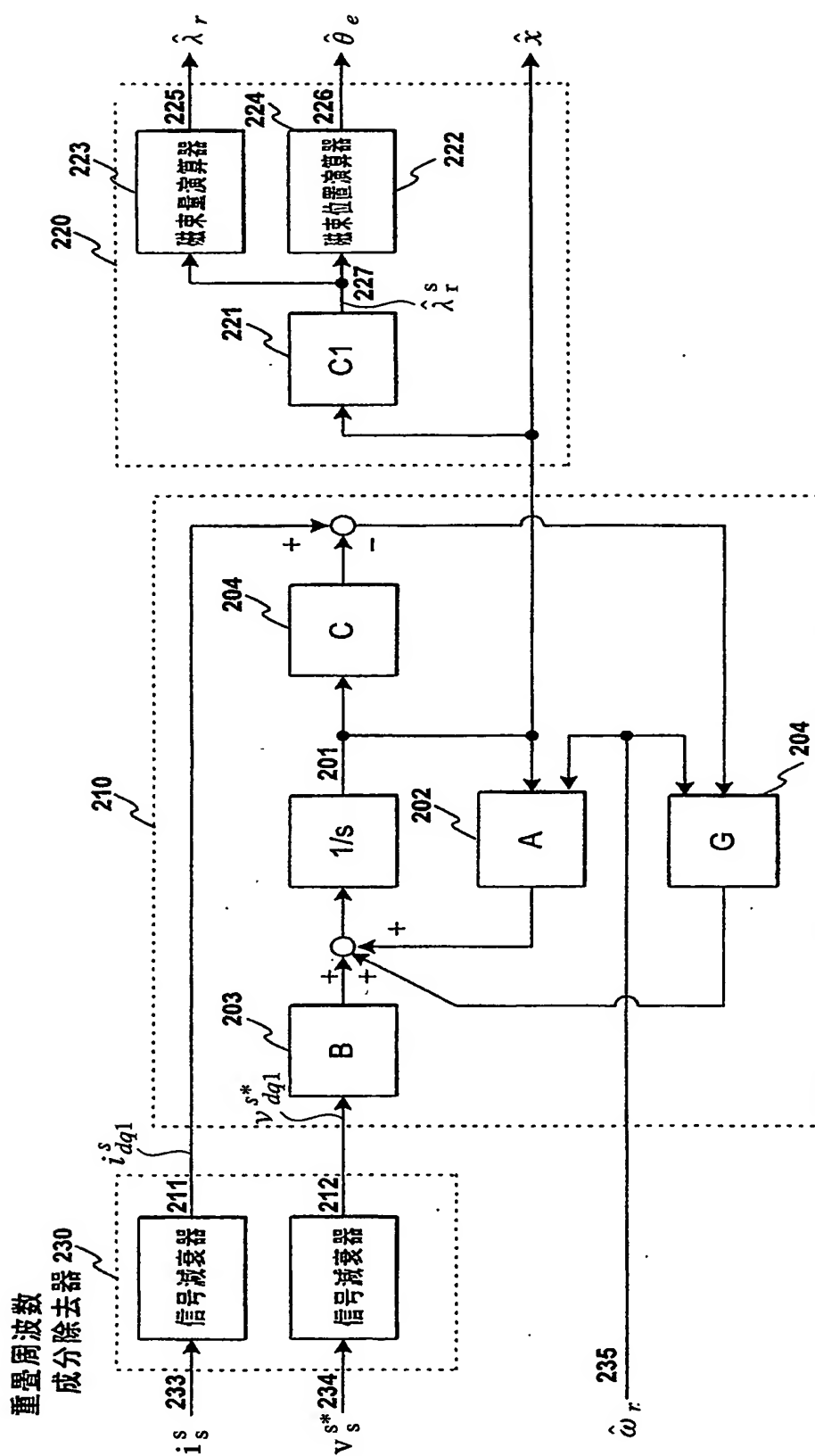


図15

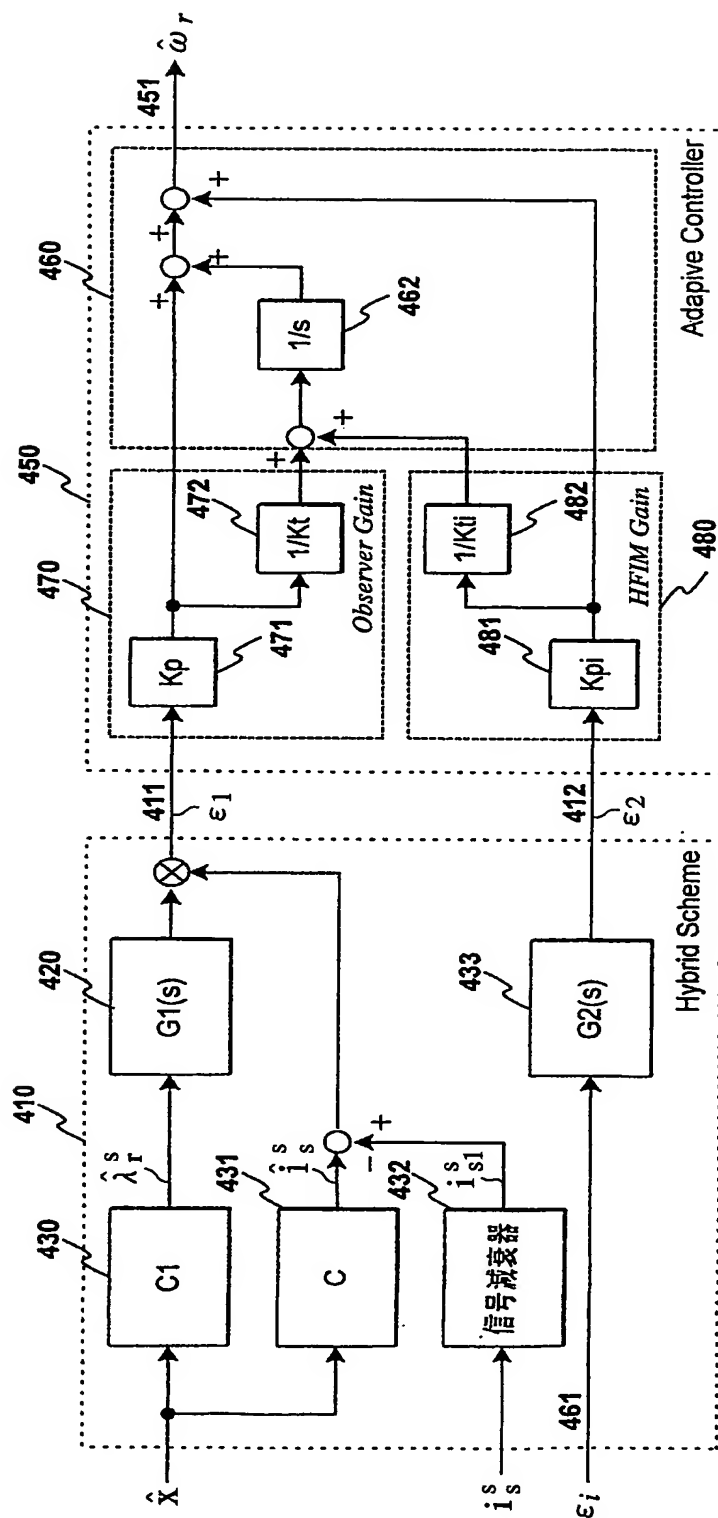


図16

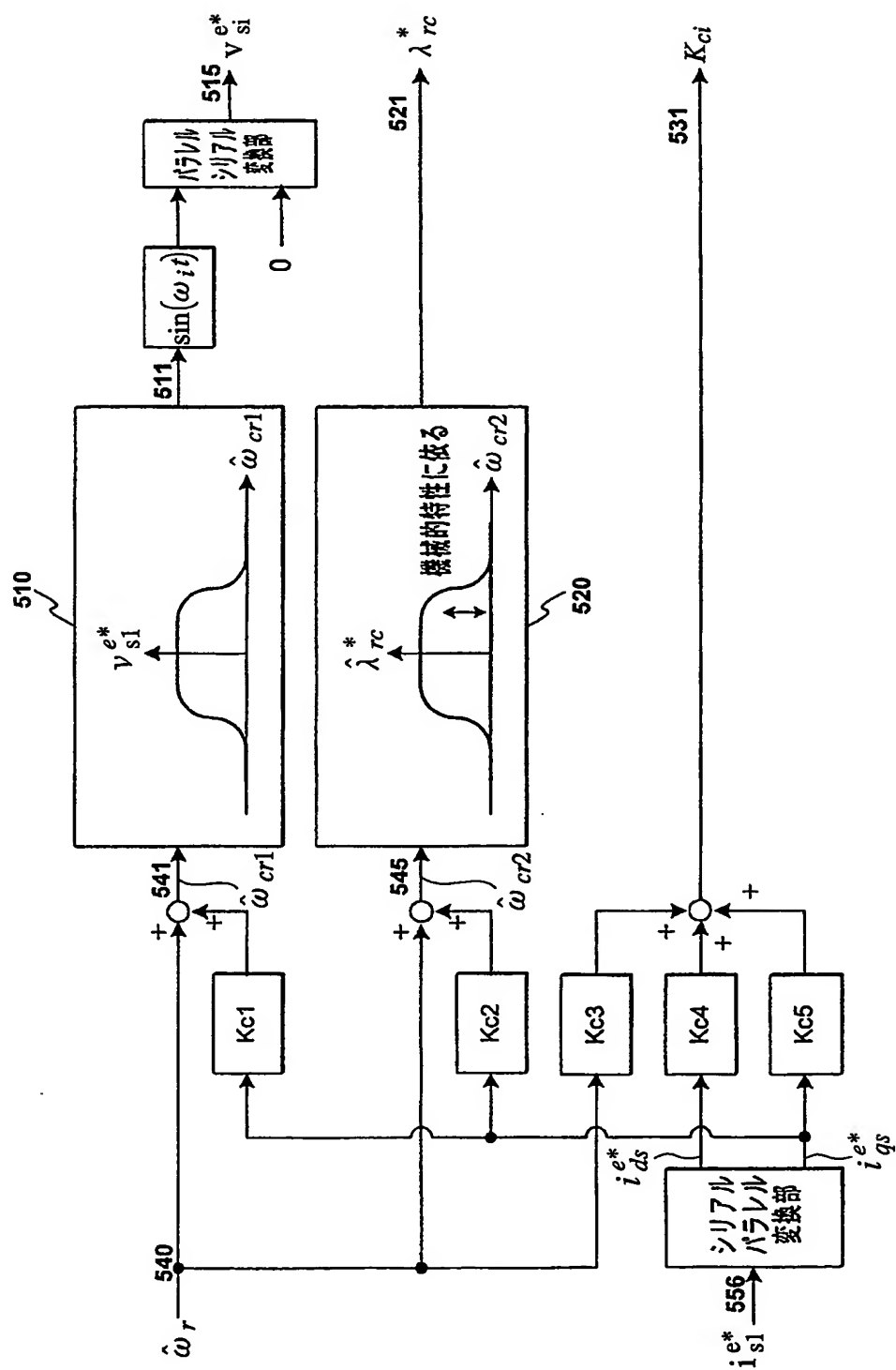


図17

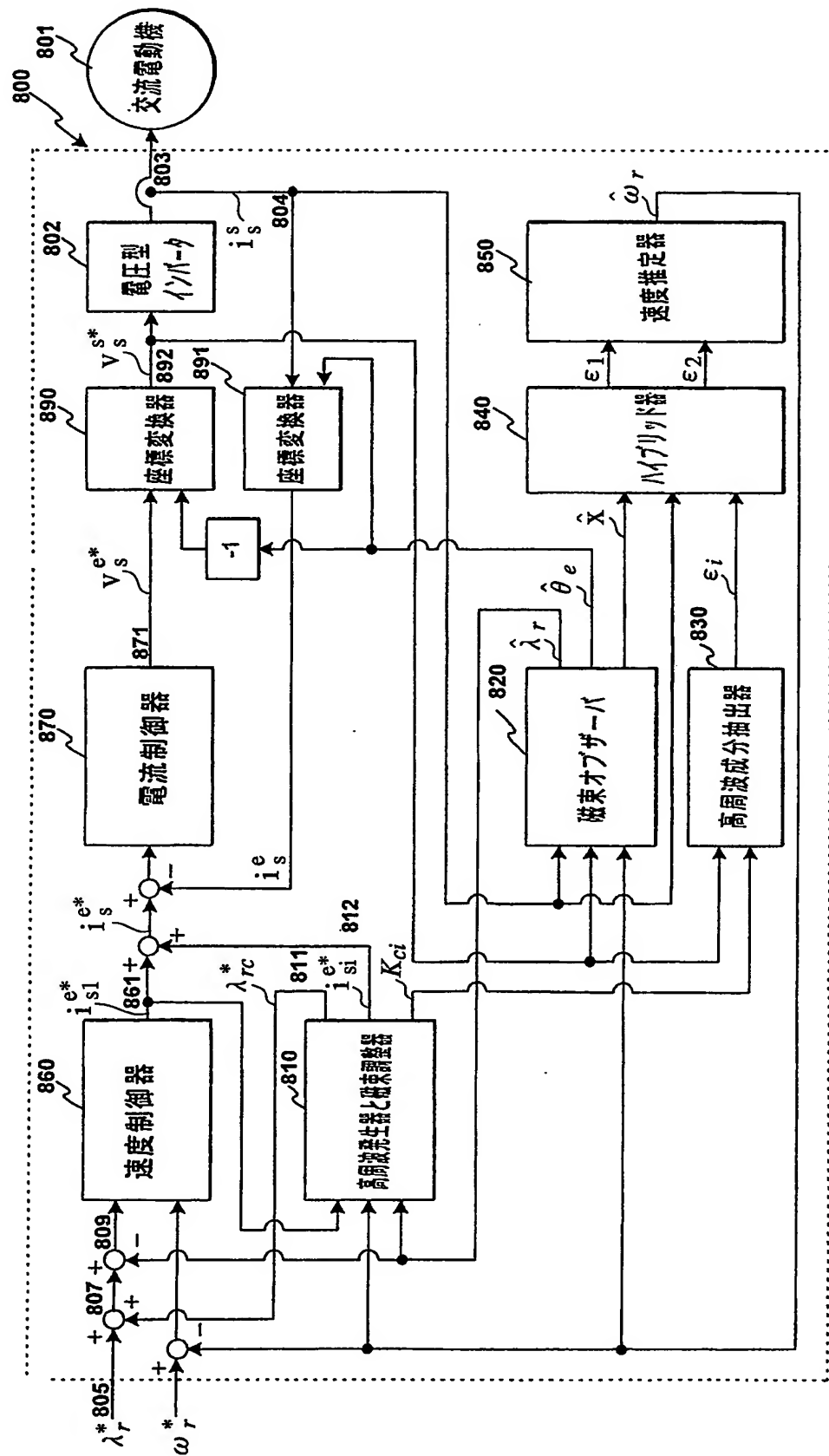
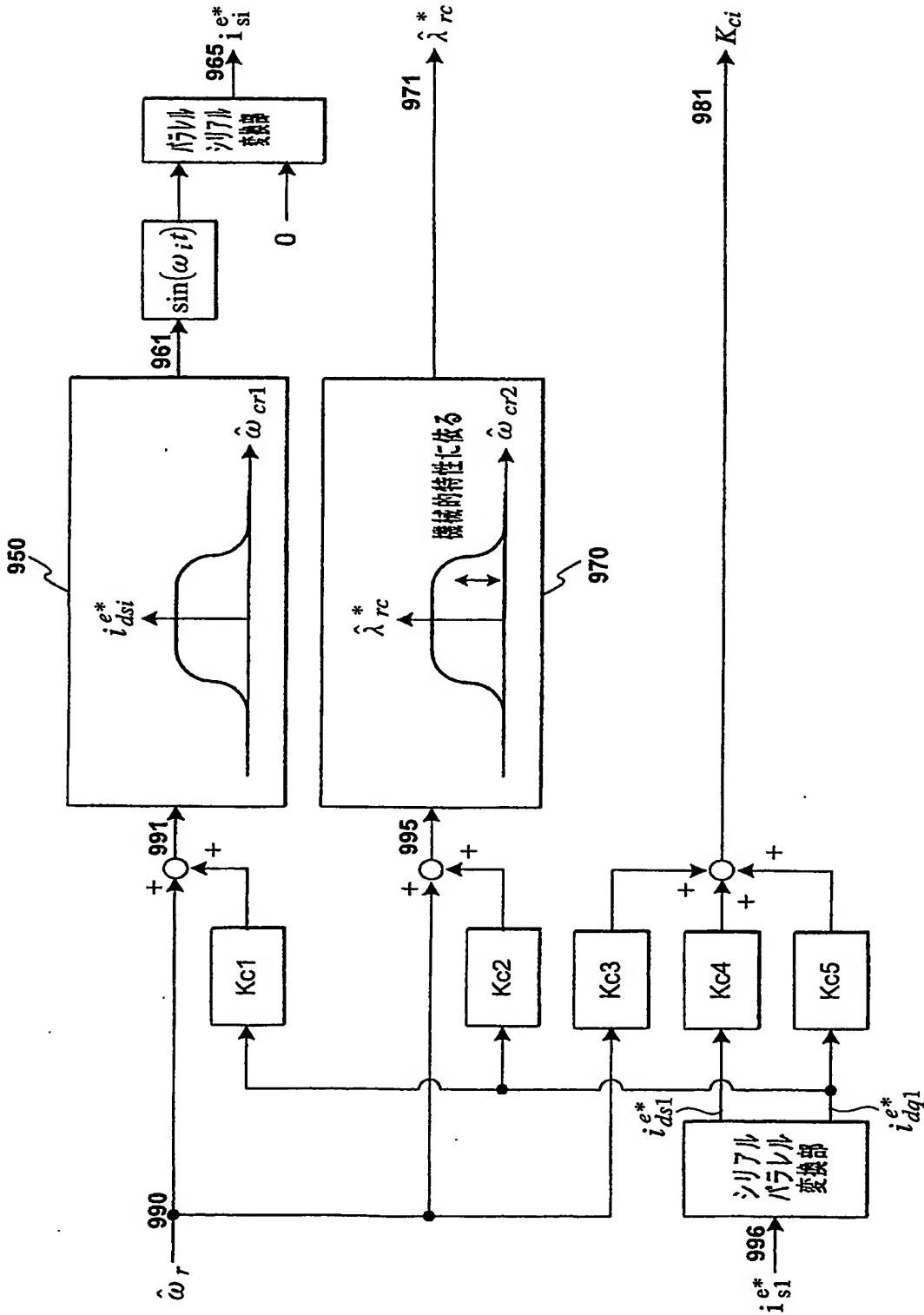


図18



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/03741

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl.⁷ H02P21/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl.⁷ H02P21/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2003	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	JP 2002-51580 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 15 February, 2002 (15.02.02), All pages (Family: none)	1, 5, 13, 16 2-4, 6-12, 14, 15, 17-36
A	JP 2000-350489 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 15 December, 2000 (15.12.00), All pages & CN 1264212 A	2-4, 6-12, 14, 15, 17-36
A	JP 9-191698 A (Yaskawa Electric Corp.), 22 July, 1997 (22.07.97), All pages (Family: none)	2-4, 6-12, 14, 15, 17-36

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
 "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 "E" earlier document but published on or after the international filing date
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
 "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
01 July, 2003 (01.07.03)

Date of mailing of the international search report
22 July, 2003 (22.07.03)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02P 21/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02P 21/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996

日本国公開実用新案公報 1971-2003

日本国登録実用新案公報 1994-2003

日本国実用新案登録公報 1996-2003

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X A	JP 2002-51580 A (松下電器産業株式会社), 2002.02.15, 全頁 (ファミリーなし)	1, 5, 13, 16 2-4, 6-12, 14, 15, 17-36
A	JP 2000-350489 A (松下電器産業株式会社), 2000.12.15, 全頁, &CN 1264212 A	2-4, 6-12, 14, 15, 17-36
A	JP 9-191698 A (株式会社安川電機), 1997.07.22, 全頁 (ファミリーなし)	2-4, 6-12, 14, 15, 17-36

☐ C欄の続きにも文献が列举されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

01.07.03

国際調査報告の発送日

22.07.03

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

川端 修

3V

3018

電話番号 03-3581-1101 内線 3356